
TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Studijní program: N2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 3902T005 – Automatické řízení a inženýrská informatika

Rozbor možností kompenzace kvadrantových chyb u CNC obráběcích strojů

Analysis of the quadrant error compensation possibilities at CNC machine tools

Diplomová práce

Autor:	Bc. Radek Vinkler
Vedoucí práce:	prof. Ing. Jan Skalla, CSc.
Konzultant:	Ing. Radomír Mendřický, Ph.D. Ing. Martin Lachman, Ph.D.

V Liberci 16. 5. 2011

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé diplomové práce a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum

Podpis

Abstrakt

Práce se zaměřuje na zmapování problematiky kvadrantových chyb, vznikajících vlivem pasivních odporů při kruhové interpolaci. V první kapitole jsou objasněny příčiny vzniku chyb a je naznačen výčet několika možných řešení, jak tyto chyby kompenzovat. Za tímto účelem je v další kapitole popsáno vytvoření počítačového modelu posuvových os frézovacího centra, pro počítačovou simulaci kruhové interpolace. V modelu jsou následně otestovány vybrané způsoby kompenzace dodatečnými předkorekčními signály. Cílem práce je zhodnotit a porovnat vhodné kompenzační metody na základě proběhlých simulací.

Klíčová slova:

kvadrantové chyby, pasivní odpory, kruhová interpolace, kompenzace, CNC obráběcí stroj

Abstract

The thesis focuses on mapping issues of quadrant errors due to the influence of friction in circular interpolation. The first chapter explained the causes of errors and outlined a list of several options to compensate these errors. To this end, the next chapter describes a computerized model of feeding axis of milling center for computer simulation of circular interpolation. The model is then tested by means of selected additional compensation by pre-correction signals. The aim is to evaluate and compare the appropriate compensation method on the basis of past simulations.

Key words:

quadrant errors, friction, circular interpolation, compensation, CNC machine tool

Poděkování

Na tomto místě bych velice rád poděkoval vedoucímu práce panu prof. Ing. Janu Skalloví, CSc. za pomoc, ochotu i cenné rady při vedení práce. Dále bych rád poděkoval panu Ing. Martinu Lachmanovi, Ph.D., ale především panu Ing. Radomíru Mendřickému, Ph.D. za připomínky, rady i za čas strávený při konzultacích.

Nakonec bych chtěl poděkovat svým rodičům za podporu a trpělivost po celou moji dobu studia.

Obsah

A	Přehled použitých symbolů	9
B	Seznam obrázků.....	12
C	Seznam tabulek.....	13
D	Seznam grafů	13
1.	Úvod.....	14
1.1	Cíle diplomové práce	15
2.	Kvadrantové chyby, jejich vznik a kompenzace	17
2.1	Vznik chyb	17
2.1.1	Problematika pasivních odporů.....	18
2.1.1.1	Teorie klasického tření	19
2.1.1.2	Rozšířený (Stribeckův) model tření	21
2.2	Kompenzace kvadrantových odchylek	23
2.2.1	Rychlostní kompenzace.....	24
2.2.1.1	Kompenzace přídavným impulzem.....	24
2.2.1.2	Kompenzace pomocí neuronových sítí	25
2.2.2	Proudová kompenzace.....	26
2.2.2.1	Konstantní kompenzace na vstupu proudového regulátoru	26
2.2.2.2	Kompenzace stavovým pozorovatelem.....	26
3.	Model pohonů posuvů CNC obráběcího stroje.....	28
3.1	Generátor žádaných hodnot.....	28
3.2	Rozběhová funkce	30
3.3	Motor a regulace os X a Y	32
3.3.1	Pohon.....	32
3.3.2	Model stejnosměrného motoru	33
3.3.3	Řídící část pohonu	37
3.3.3.1	Proudová regulace	38
3.3.3.2	Rychlostní regulace	41
3.3.3.3	Polohová regulace	44
3.3.3.4	Feedforwardy.....	45
3.3.3.5	Modely pasivních odporů.....	46
3.3.4	Přehled parametrů.....	48
3.4	Výstupní data	49
3.5	Kompenzační obvody.....	50
3.5.1	Subsystem rychlostní kompenzace.....	50
3.5.2	Subsystem klasické proudové kompenzace	51

3.5.3	Subsystém upravené proudové kompenzace	52
4.	Vyhodnocení výsledků simulací.....	54
4.1	Porovnání třecích modelů	54
4.2	Porovnání kompenzačních metod	58
5.	Závěr	62
5.1	Zhodnocení.....	62
5.2	Doporučení dalšího postupu.....	63
	Literatura	64
	Příloha	66

A Přehled použitých symbolů

a	$[m \cdot s^{-2}]$	zrychlení suportu
a_{max}	$[m \cdot s^{-2}]$	maximální posuvové zrychlení
$a_{xž}$	$[m \cdot s^{-2}]$	požadované zrychlení suportu v ose X
$a_{yž}$	$[m \cdot s^{-2}]$	požadované zrychlení suportu v ose Y
e_x, e_y	$[m]$	regulační odchylka (v ose X,Y)
f_0	$[Hz]$	frekvence propustného pásma
f_{vz}	$[Hz]$	spínací frekvence měniče
F	$[N]$	zátěžná síla
F_C	$[N]$	Coulombova třecí síla
F_F	$[-]$	přenos úzkopásmového filtru
F_m	$[N]$	síla vyvinutá motorem
F_N	$[N]$	normálová síla
F_S	$[N]$	Stribeckova třecí síla
F_T	$[N]$	výsledná třecí síla
F_{TK}	$[N]$	třecí síla za pohybu
F_{TS}	$[N]$	třecí síla za klidu
F_v	$[N]$	viskózní tření
F_{v0}	$[N]$	výsledná síla působící na suport bez vlivu tření
$I(I_{mx}, I_{my})$	$[A]$	elektrický proud vinutím motoru (v ose X,Y)
I_A, I_B, I_C	$[A]$	svorkové proudy jednotlivých vinutí 3-fáz. Motoru
J_x, J_y	$[kg \cdot m^2]$	redukovaný moment setrvačnosti (v ose X,Y)
K_E	$[V_{ss} \cdot s \cdot m^{-1}]$	napěťová konstanta motoru
K_F	$[N \cdot Ass^{-1}]$	silová konstanta motoru
K_{PI}	$[V \cdot A^{-1}]$	proporcionální zesílení proudového regulátoru
K_{PV}	$[A \cdot s \cdot m^{-1}]$	proporcionální zesílení rychlostního regulátoru
K_u	$[V \cdot A^{-1}]$	zesílení měniče
K_v	$[s^{-1}]$	zesílení polohového regulátoru

L	$[H]$	indukčnost vinutí kotvy
m	$[-]$	násobící koeficient paraboly parabolického třecího modelu
mx	$[kg]$	hmotnost pohyblivých částí osy X
my	$[kg]$	hmotnost pohyblivých částí osy Y
M	$[N \cdot m]$	zátěžný moment
n	$[-]$	řád paraboly parabolického třecího modelu
ryv	$[m \cdot s^{-3}]$	hodnota derivace zrychlení
R	$[\Omega]$	odpor vinutí kotvy
R, R_0	$[m]$	žádaný poloměr kružnice
R_I	$[-]$	přenos proudového regulátoru
R_V	$[-]$	přenos rychlostního regulátoru
s	$[s^{-1}]$	Laplaceův operátor
t	$[s]$	čas
t_a	$[s]$	doba zrychlování suportu na požadovanou rychlost
t_k	$[s]$	čas zastavení
t_r	$[s]$	délka impulsu ryvu
t_s	$[s]$	čas rozběhu
T_d	$[s]$	dopravní zpoždění tranzistorového měniče
T_{NI}	$[s]$	integrační časová konstanta proudového regulátoru
T_{NV}	$[s]$	integrační časová konstanta rychlostního regulátoru
U	$[V]$	vstupní stejnosměrné napětí
U_E	$[V]$	vnitřní indukované napětí na kotvě
v	$[m \cdot s^{-1}]$	rychlost suportu
$v_{xž}$	$[m \cdot s^{-1}]$	žádaná rychlost suportu (v ose X)
$v_{yž}$	$[m \cdot s^{-1}]$	žádaná rychlost suportu (v ose Y)
x, y	$[m]$	skutečná poloha suportu (v ose X,Y)
\dot{x}, \dot{y}	$[m \cdot s^{-1}]$	první derivace polohy podle času (rychlost) (v ose X,Y)
\ddot{x}, \ddot{y}	$[m \cdot s^{-2}]$	druhá derivace polohy podle času (zrychlení) (v ose X,Y)
$\Delta R, dR$	$[m]$	odchylka od žádaného poloměru

ε	$[rad \cdot s^{-2}]$	úhlové zrychlení
φ	$[rad]$	úhel natočení
μ_k	$[-]$	dynamický koeficient tření
μ_v	$[N \cdot s \cdot m^{-1}]$	koeficient viskózního tření
μ_0	$[N \cdot s \cdot m^{-1}]$	součinitel rychlostně závislého tření při malých rychlostech u lineárního třecího modelu
π	$[-]$	Ludolfovo číslo
ω	$[rad \cdot s^{-1}]$	úhlová rychlost
ω	$[rad]$	úhel vektoru proudu
ω_{F1}, ω_{F2}	$[Hz]$	frekvence útlumu amplitudy úzkopásmového filtru
ξ_{F1}, ξ_{F2}	$[-]$	poměrné tlumení úzkopásmového filtru

B Seznam obrázků

Obr. 1.1 Vertikální tříosé frézovací centrum MCFV 5050 LN.....	15
Obr. 1.2 Křížový stůl.....	16
Obr. 2.1 Rychlostní profily os X a Y [2]	18
Obr. 2.2 Kvadrantová chyba při testu kruhové interpolace [2].....	18
Obr. 2.3 Model tření podle L. Da Vinci.....	19
Obr. 2.4 Modely tření.....	21
Obr. 2.5 Stribeckova křivka	22
Obr. 2.6 Režimy Stribeckovy křivky	22
Obr. 2.7 Rychlostní kompenzace	24
Obr. 2.8 Přídavný kompenzační impuls (SINUMERIK 840D)[9]	25
Obr. 2.9 Proudový kompenzační signál	26
Obr. 3.1 Simulační model	28
Obr. 3.2 Generátor žádaných hodnot	29
Obr. 3.3 Rozběhová funkce.....	30
Obr. 3.4 Dialogové okno vstupních parametrů	31
Obr. 3.5 Časové průběhy žádaných veličin.....	32
Obr. 3.6 Náhradní schéma kotvy DC motoru	34
Obr. 3.7 Blokové schéma stejnosměrného motoru	35
Obr. 3.8 Dialogové okno parametrů motoru	37
Obr. 3.9 (a)-Odezva na skok žádané veličiny,(b)-Potlačení poruchové veličiny	39
Obr. 3.10 Změna zesílení regulátoru, pozice pólů a nul	40
Obr. 3.11 Proudová smyčka.....	41
Obr. 3.12 Frekvenční charakteristiky proudové smyčky (bez feedforwardu)	41
Obr. 3.13 Odezva na jednotkový skok rychlostní smyčky (bez feedforwardu)..	43
Obr. 3.14 Frekvenční charakteristiky rychlostní smyčky (bez feedforwardu) ...	43
Obr. 3.15 Rychlostní smyčka.....	44
Obr. 3.16 Charakteristiky polohové smyčky	45
Obr. 3.17 Signály feedforwardu.....	46
Obr. 3.18 Lineární a parabolický model tření.....	48
Obr. 3.19 Subsystem pro výpočet výstupních dat.....	49
Obr. 3.20 Generátor kompenzačních pulzů	51
Obr. 3.21 Proudový kompenzační obvod - klasický	51
Obr. 3.22 Proudový kompenzační obvod – upravený.....	52
Obr. 3.23 Tvar proudových kompenzačních signálů	53
Obr. 4.1 Polohová regulační odchylka osy X ($v=16\text{m/min}$).....	55

Obr. 4.2 Odchylka od požadované polohy ($v=16\text{m/min}$)	55
Obr. 4.3 Průběhy polohových odchylek osy X jednotlivých třecích modelů	56
Obr. 4.4 Časové průběhy proudu při kruhové interpolaci.....	58
Obr. 4.5 Odchylka při použití rychlostní kompenzace	61

C Seznam tabulek

Tab. 3.1 Nastavení parametrů skokových funkcí.....	31
Tab. 3.2 Katalogové parametry motoru a základní údaje pohybových os.....	36
Tab. 3.3 Parametry motoru a řízení os X,Y	49
Tab. 3.4 Parametry třecích funkcí os X,Y.....	49

D Seznam grafů

Graf. 4.1 Závislost odchylky na rychlosti – klasický model.....	56
Graf. 4.2 Závislost odchylky na rychlosti – lineární model.....	57
Graf. 4.3 Závislost odchylky na rychlosti – parabolický model	57
Graf. 4.4 Porovnání kvadrantových odchylek – klasický model	59
Graf. 4.5 Porovnání kvadrantových odchylek – lineární model	59
Graf. 4.6 Porovnání kvadrantových odchylek – parabolický model.....	60

1. Úvod

Nástup nových materiálů řezných břitů u moderních CNC obráběcích strojů umožnil výrobcům přijít s novými technologiemi tzv. vysokorychlostního obrábění (angl. HSC – High Speed Cutting resp. HSM – High Speed Machining). Snaha zvýšit produktivitu vedla nejen ke zkracování vedlejších časů (výměna nástroje, výměna obrobku), ale především ke zvýšení řezných rychlostí a rychlostí posuvů. Navíc při zachování požadavků na přesnost výroby jsou na současné pohony posuvů CNC obráběcích strojů kladeny nejvyšší požadavky, pokud jde o rozsah a přesnost regulace, dynamiku či jejich odolnost proti vnějším vlivům.

U vysokorychlostního obrábění jsou vyžadovány nejen vysoké posuvové rychlosti, ale k nim roste úměrně i zrychlení rozběhu a zastavení posuvů. Při vyšších rychlostech a zrychleních však nastává problém, neboť se zvětšují dynamické chyby. Ty oproti klasickým rychlostem a zrychlením mohou být až několikanásobné. Pokud navíc výsledná trajektorie při těchto rychlostech opisuje tvar kružnice, tzv. kruhová interpolace (ke které dochází např. při frézování kruhových tvarů nebo broušení klikového hřídele), dynamické chyby ještě narůstají. Nejpatrnější je tento jev v kvadrantových přechodech, kdy probíhá skoková změna směru pohybu servopohonu (tzv. reverzace). Do faktorů ovlivňujících přesnost tak vstupuje problematika pasivních odporů. Třecí síla má totiž nelineární charakter a není navíc konstantní. Závisí na rychlosti (viskózní tření), ale především má různou velikost při pohybu a za klidu stroje.

Důsledkem tohoto všeho je nežádoucí odchylka dráhy nástroje při obrábění a na velmi lesklém povrchu je v místě kvadrantového přechodu tato chyba patrná pouhým okem.

Kvadrantové odchylky je možné více či méně odstranit. Jedním ze způsobů je použití kombinace hydrostatického vedení a lineárního motoru. Jedná se ale o značně ekonomicky nákladné řešení, spojené s velmi drahou a složitou výrobou. Ať už je to nutnost velmi malé škrtící mezery u vysokotlakého hydrostatického vedení nebo problémy se sbíráním a filtrováním mazacího oleje. Ovšem při použití tohoto řešení jsou třecí síly vzniklé při rozběhu a zastavení servopohonu téměř zanedbatelné. Další a mnohem levnější možností je použít při výrobě stroje klasického lineárního valivého vedení nebo rotačního motoru s pohybovými kuličkovými šrouby a tření kompenzovat

různými kompenzačními metodami. A právě přehled a simulace těchto kompenzačních metod je náplní této práce.

1.1 Cíle diplomové práce

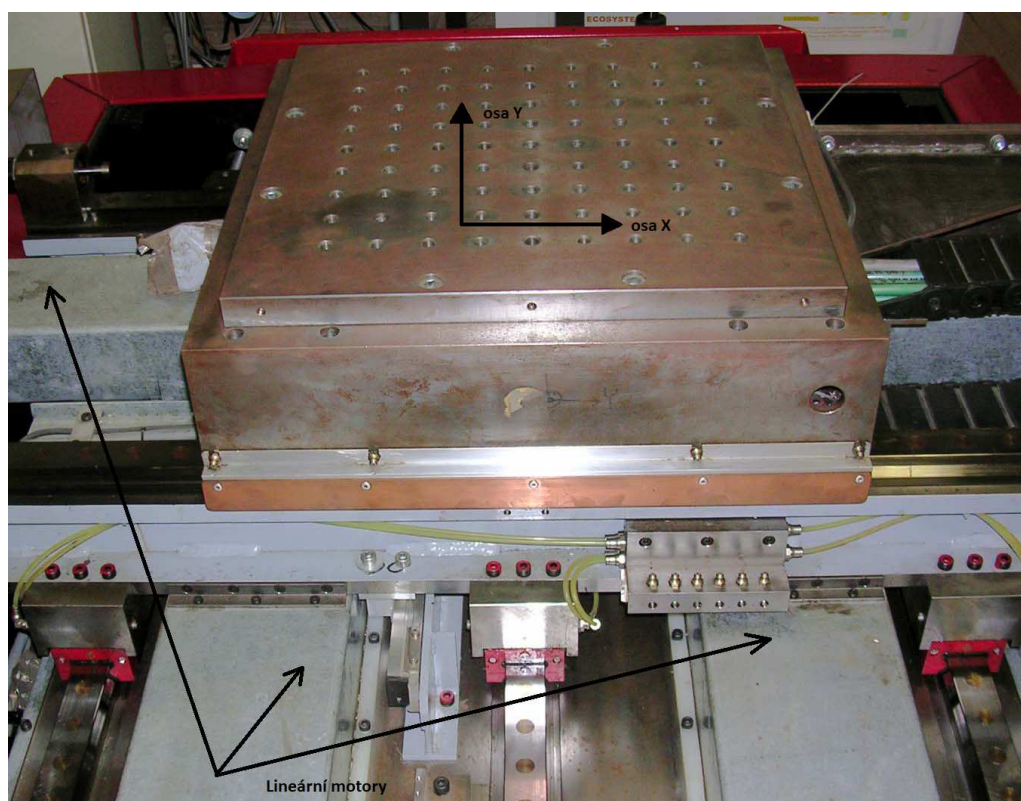
Cílem této diplomové práce, jak již bylo naznačeno v úvodu, je zmapování a rozbor možností kompenzací kvadrantových chyb u CNC obráběcích strojů. První kapitola se věnuje samotnému vzniku kvadrantových chyb a výčtu jejich kompenzací, používaných jednotlivými výrobci řídicích systémů.

K tomuto účelu bude v další kapitole popsáno sestavení simulačního modelu. Model je celý vytvořen v programu MATLAB/Simulink od firmy MathWorks. Snahou je pomocí něj co možná nejvěrněji simulovat experimentální vertikální tříosé frézovací centrum MCFV 5050 LN (Obr. 1.1), respektive jeho křížový stůl s lineárními motory (Obr. 1.2). Parametry tohoto stroje jsou převedeny do počítačového modelu. Ten není úplný, ale sestává ze dvou spolupracujících os X a Y. Osa Z simulující vertikální pohyb frézky není k našemu účelu potřeba.

Takto vytvořený model poslouží k testování vybraných druhů kompenzací. Výsledky potom budou mezi sebou porovnány a na jejich základě otestované metody zhodnoceny.



Obr. 1.1 Vertikální tříosé frézovací centrum MCFV 5050 LN



Obr. 1.2 Křížový stůl[18]

2. Kvadrantové chyby, jejich vznik a kompenzace

2.1 Vznik chyb

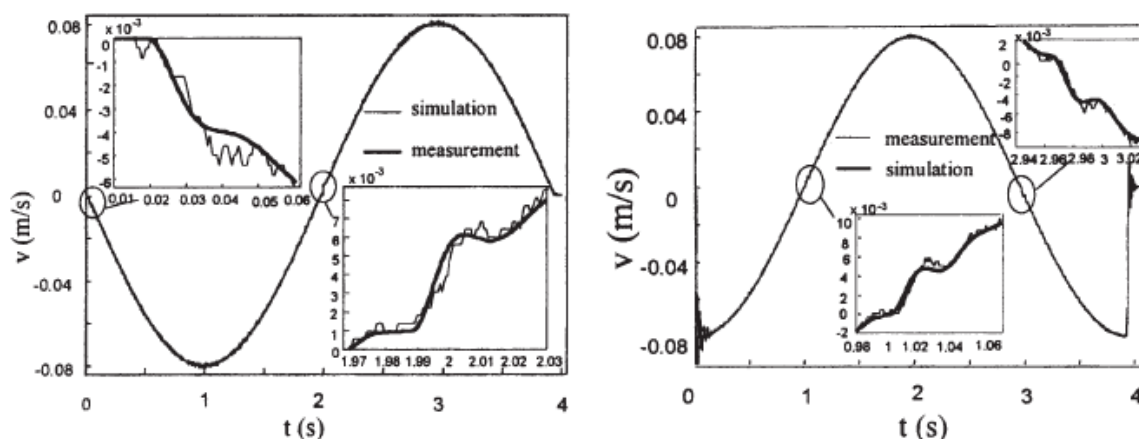
U každého obráběcího procesu se vyskytují na hotovém výrobku odchylky od požadovaného tvaru. Příčiny vzniku odchylek se dají rozdělit na dva druhy: systematické a náhodné. Systematické (chyba odměřování, montážní odchylka stroje) zkreslují výsledek pravidelně a dají se korekcí opravit. Naproti tomu chyby náhodné, jak již název napovídá, jsou dílem náhody. Kvadrantová chyba, způsobená pasivními odpory, spadá do této druhé skupiny chyb.

Ze své podstaty je kružnice dvou-dimenzionální objekt, při jehož opisování je tedy třeba dvou os. Konkrétně stroj vykonávající kruhovou interpolaci musí mít dva současně spolupracující pohony. Trajektorie obou pohonů musí vykonávat harmonický pohyb, navzájem fázově posunutý vůči sobě o 90° . Pro výsledný kruhový průběh v rovině platí vztahy pro polohu, udávající jak vypadá obecný rozklad obou spolupracujících os X a Y:

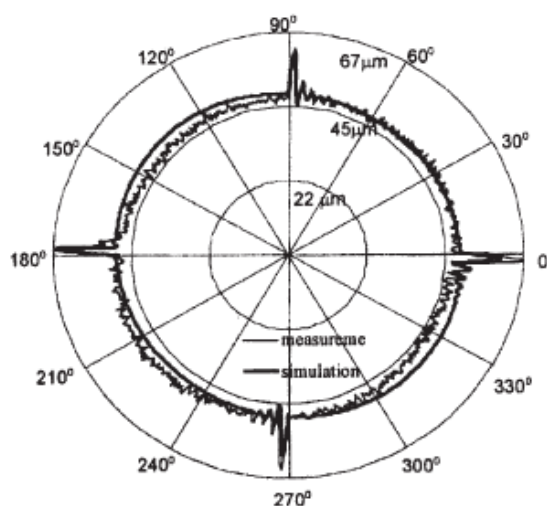
$$X = R_0 \cdot \cos \omega t \quad (2.1)$$

$$Y = R_0 \cdot \sin \omega t \quad (2.2)$$

V přechodu mezi jednotlivými kvadranty dochází ke střídavé reverzaci obou pohonů. V tomto místě musí změnit pohon směr pohybu, díky čemuž dochází ke skokovým změnám třecích sil a proudový regulátor musí změnit kladnou hodnotu proudu na zápornou. Tato změna ovšem nemůže proběhnout skokem a chvíli trvá, než proud dosáhne takové hodnoty, při které se servomechanismus rozjede opačným směrem. Během této „mrtvé doby“ souřadnice mění smysl pohybu stojí, zatímco druhá se pohybuje daným směrem maximální rychlostí (obr. 2.1). Poloměr výsledné dráhy se ve výsledku zvětší a vznikne kvadrantová chyba (obr. 2.2).



Obr. 2.1 Rychlostní profily os X a Y [2]



Obr. 2.2 Kvadrantová chyba při testu kruhové interpolace ($r=0.05m$, $v=4.8m/min$) [2]

2.1.1 Problematika pasivních odporů

Podle literatury [4] je tření definováno jako odpor proti pohybu jednoho tělesa po povrchu druhého tělesa. V základu se dělí podle druhu relativního pohybu na tření valivé (valení rotačního tělesa po rovinné podložce), kluzné (klouzání tělesa po rovinné ploše) a točivé. V technice se dále rozlišuje na suché (tření bez maziva), kapalinné (vzniká v plochách mezi kterými je souvislá vrstva maziva nebo jiného média) a tření polosuché (z vrstvy maziva vystupují vrcholy nerovností povrchu).

Tření je vysoce důležitý faktor ovlivňující precizní řízení polohy mnoha moderních strojů, jako jsou roboty, obráběcí nebo jiné pohyblivé stroje. Pasivní odpory

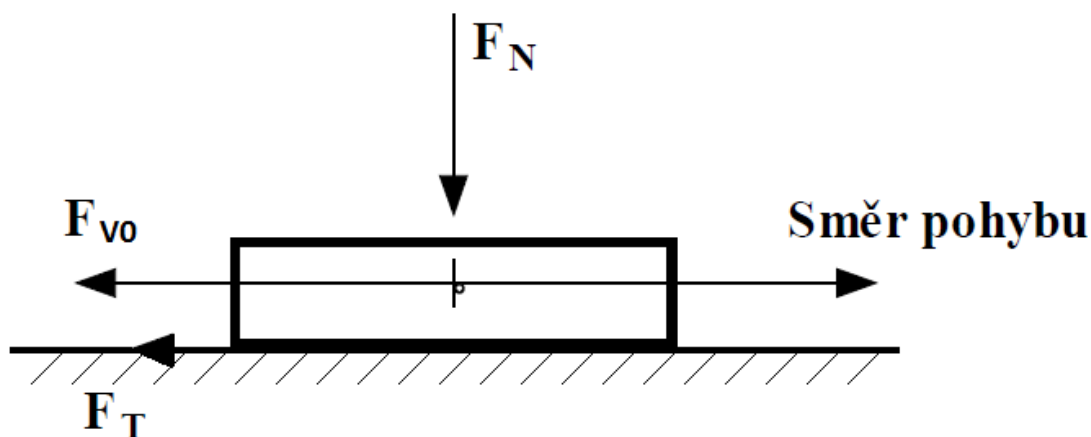
mohou vnášet do systémů dráhové chyby a především nežádoucí trhavé pohyby (angl. Stick-Slip) zejména při nízkých rychlostech. Bohužel díky nelineární povaze tření, standardní strategie, jako je PID nebo kaskádní P/PI regulace používající jednoduché lineární zpětné vazby nestačí a na řadu přichází kompenzace založené na znalosti třecí funkce (třecích modelech). Tyto modely slouží k určitému předpovídání chování tření a systém následně ví, jak se má zachovat při přechodu servopohonu nulovou rychlostí.

Popis reálného dynamického tření pro lineární valivé vedení s kuličkovými ložisky je značně složitý jev a ne všechny podmínky a okolnosti při tření lze zcela přesně popsat. Z tohoto důvodu se budu dále zaměřovat především na statické modely, které jsou jednodušší, ale pro řešení našeho problému snad zcela dostatečné. Tyto statické modely ale nezohledňují hysterézní chování třecí síly při nestacionární rychlosti nebo různě velkou hodnotu třecí síly při odtržení.

2.1.1.1 Teorie klasického tření

V kapitole o klasickém tření čerpám především z literatury [1], [4] a [5]. V současnosti je nauka o tření důležitou oblastí výzkumu ve strojní technice. Dokonce se jím zabývá i samostatný vědní obor, tribologie.

O problematiku tření se jako první zajímal již na přelomu 15. a 16. století Leonardo Da Vinci. Definoval tření jako odpor proti pohybu vznikající mezi dvěma tělesy v oblasti dotyku jejich povrchů a to v tečném směru k nim. Vyslovil postulát, podle kterého tření roste s růstem času, po který jsou tělesa v kontaktu před jejich uvedením do pohybu. Dále předpokládal, že koeficient tření je nezávislý na velikosti styčné plochy a je konstantní.



Obr. 2.3 Model tření podle L. Da Vinci

Po určitou dobu zůstal Da Vinciho koncept zapomenut až do doby, kdy ho znovu formuloval Amontons (1699). Ten přišel s tvrzením, že tření je nezávislé na styčných plochách (druhý Da Vinciho zákon).

V roce 1785 představil Coulomb model, kdy třecí síla brání pohybu je nezávislá na rychlosti:

$$F_c = \mu_k \cdot F_N \quad (2.3)$$

kde F_c je třecí síla za pohybu (tzv. Coulombovo tření), F_N normálová síla a μ_k dynamický koeficient tření.

Morin (1833) přišel s ideou statického tření a totiž, aby se těleso uvedlo do pohybu, je třeba překonat určitou prahovou sílu.

S dalším konceptem přišel Reynolds (1866), experimentující ve své době s viskózním prouděním kapalin. Podle jeho zkušenosti roste viskózní tření úměrně s rychlostí:

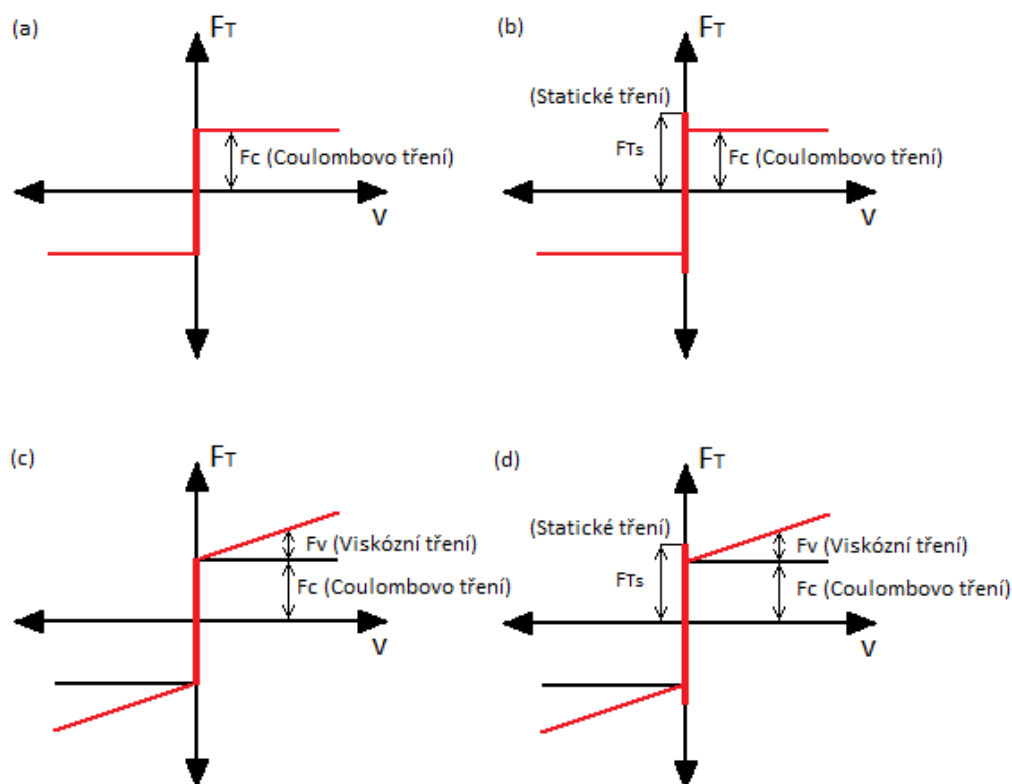
$$F_v = \mu_v \cdot \dot{x} \quad (2.4)$$

kde F_v je viskózní třecí síla, μ_v koeficient viskózního tření a \dot{x} rychlost.

Klasický model tření je pak sestaven ze všech tří dílčích teorií a platí pro něj podmínky:

$$F_{Ts} = F_{v0} \quad |\dot{x}| = 0 \quad (2.5)$$

$$F_{Tk} = F_c + F_v \quad |\dot{x}| > 0 \quad (2.6)$$

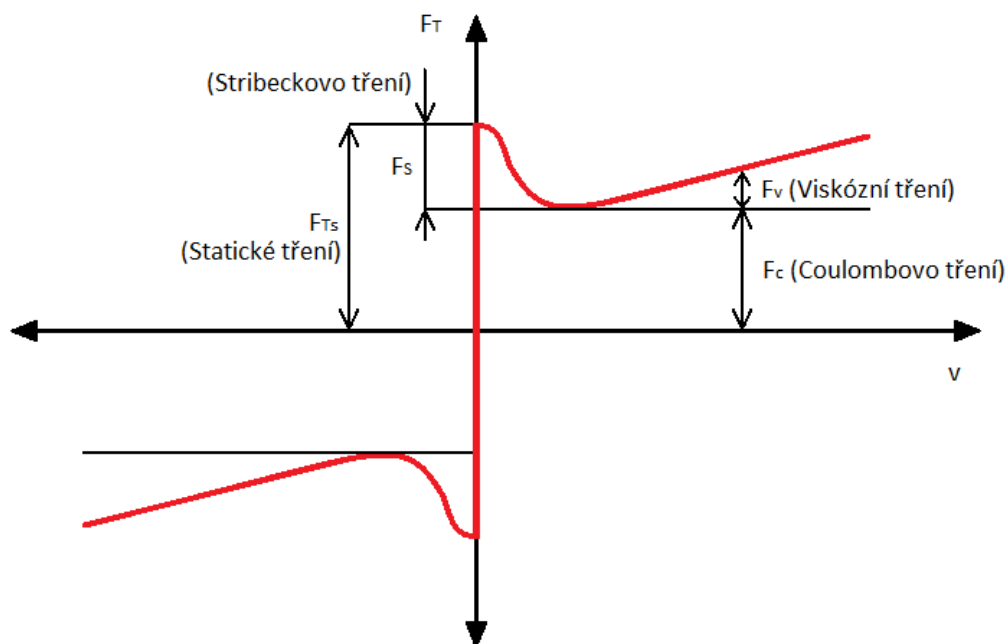


Obr. 2.4 Modely Tření: (a)-Coulombův model, (b)-Morinův model, (c)-Reynoldův model, (d)-Klasický model tření

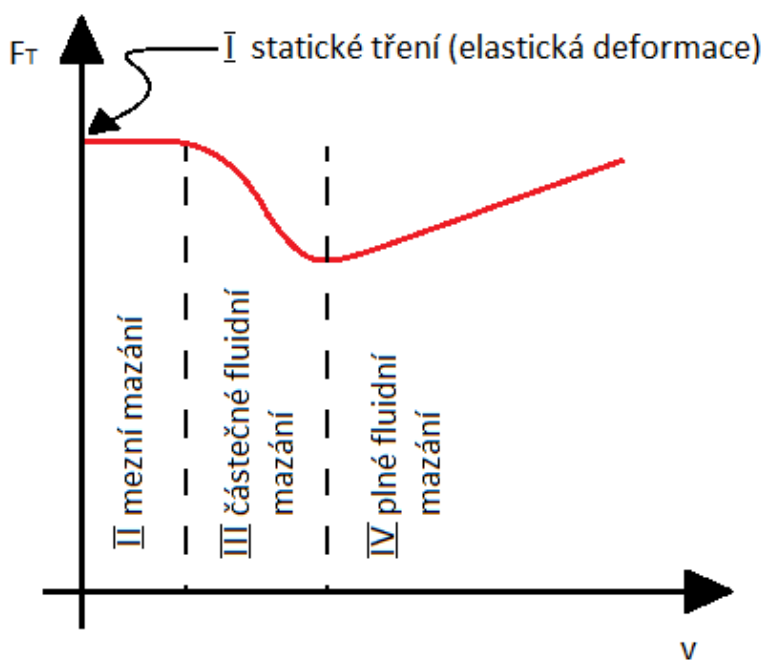
2.1.1.2 Rozšířený (Stribeckův) model tření

Nejzásadnější problém klasického modelu tření je jeho nespojitost při rychlostech blížících se nule. Není tudíž dostatečně reprezentativní při přechodu ze statického na dynamické tření. Toto se projevuje, pokud je mezi dvěma třecími plochami použito maziva. Výsledná závislost třecí síly na rychlosti má pak tvar Stribeckovy křivky (obr. 2.5), která má název po svém autorovi, profesoru R. Stribeckovi (1901). Stribeckovu křivku je možné rozdělit na čtyři režimy. Každý z těchto režimů (viz obr. 2.6) platí pouze pro určitý úsek rychlostí a pro velikost třecí síly v jednom konkrétním režimu jsou významné vždy jiné fyzikální principy: [6]

- Statické tření
- Mezní mazání
- Částečné fluidní mazání
- Plné fluidní mazání



Obr. 2.5 Stribeckova křivka



Obr. 2.6 Režimy Stribeckovy křivky

Režim I – statické tření

Pokud zvyšujeme vnější sílu působící na těleso, dochází ke zvětšování síly statického tření až do doby, kdy tuto sílu překonáme. V tento okamžik dochází k tzv. „utržení“ tělesa. To se následně uvede do pohybu. Celý tento režim se dá přirovnat k pružině a jejímu následnému přetržení.

Režim II – mezní mazání

Při velmi malých rychlostech je mazání zcela nedostatečné a proces se blíží suchému tření bez mazání. Dochází k tomu díky nevytvoření tekutého filmu maziva mezi dvěma povrchy těles.

Režim III – částečné fluidní mazání

Se zvyšující se rychlostí se zvětšuje vrstva maziva mezi oběma povrchy a tím se zmenšuje odpor kladený proti pohybu tělesa a zvyšuje se i zrychlení tělesa. Suché tření se tak postupně mění na mezní a poté i kapalinné.

Režim IV – plné fluidní mazání

Mezi povrchy obou těles je již dostatečně velká vrstva maziva, aby nedocházelo k pevným kontaktům. Výsledné tření v tomto režimu je téměř lineární.

2.2 Kompenzace kvadrantových odchylek

Možností jak kompenzovat kvadrantové odchylky je hned několik. V první řadě to mohou být samotné mechanické úpravy stroje. Klasické lineární valivé vedení se nahradí hydrostatickým vedením, následkem čehož se téměř eliminují třecí síly při pohybu suportu rychlostí blíží se nule. V druhé řadě můžeme zmenšit velikost kvadrantové chyby úpravou řízení stroje. Ta spočívá ve zvyšování dynamiky především rychlostní smyčky řídicího servopohonu. Další možností, čímž se zabývá i tato diplomová práce, je využít jedné z mnoha dodatečných kompenzačních metod.

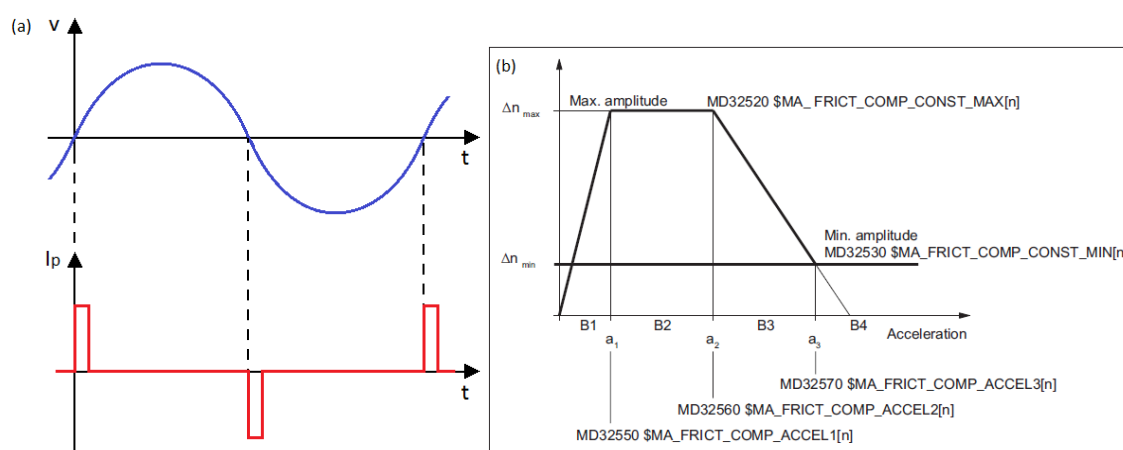
Dalo by se říci, že většina dodatečných kompenzačních metod k potlačení kvadrantových překmitů je založena na principu přivedení určitého přídavného signálu. Účelem tohoto signálu je ve správný okamžik urychlit akceleraci servopohonu zvětšením proudu motorem a tím zkrátit čas, kdy se motor nepohybuje. V závislosti na místě, kam se tento pomocný signál přivede, se rozlišují jednotlivé způsoby kompenzace. [7] Většina kompenzačních způsobů vychází navíc ze znalosti modelu třecí funkce (kapitola 2.1.1.1 a 2.1.1.2), neboť ten ovlivňuje i jejich účinnost.

2.2.1 Rychlostní kompenzace

Jak už název napovídá, tato metoda je založena na přivedení pomocného signálu na vstup rychlostního regulátoru. [8] Rychlostní regulátor zaujímá v řídicí kaskádě druhý nejvyšší stupeň a je nadřazeným prvkem regulátoru proudového.

2.2.1.1 Kompenzace přídatným impulzem

Při změně směru žádaného pohybu se na vstup spolu s dopředným signálem rychlosti (tzv. rychlostním feedforwardem) přivede přídatný impulz.



Obr. 2.7 Rychlostní kompenzace: (a)-Kompenzace konstantním impulzem, (b)-Kompenzace adaptivním impulzem v závislosti na zrychlení (SINUMERIK 840D)

Ten při správné velikosti amplitudy a doby trvání impulzu rychle změní výstup rychlostního regulátoru, což následně vede k tzv. „popostrčení“ příslušného servopohonu, který by za normálních okolností zůstal stát. Pokud je velikost impulzu neměnná, mluvíme o konstantní kompenzaci (obr. 2.7(a)). Jestliže se impulz mění v závislosti na aktuálním zrychlení příslušné pohybové osy, jedná se o kompenzaci pomocí adaptivní přídatné amplitudy [9] (obr. 2.7(b)).

Tento způsob využívá např. firma SIEMENS u svých řídicích systémů SINUMERIK 840D. Adaptivní impulz je rozdělen na čtyři oblasti B1 až B4. Výstupním kompenzačním signálem je sled pulzů s různou výškou amplitudy v závislosti na aktuálním zrychlení. Pro každou osu se nastavuje zvlášť. Do nastavení kompenzace stroje se pak uloží pět parametrů:

- Δn_{max} - maximální hodnota kompenzace tření
- Δn_{min} - minimální hodnota kompenzace tření

- a_1 - velikost zrychlení 1
- a_2 - velikost zrychlení 2
- a_3 - velikost zrychlení 3

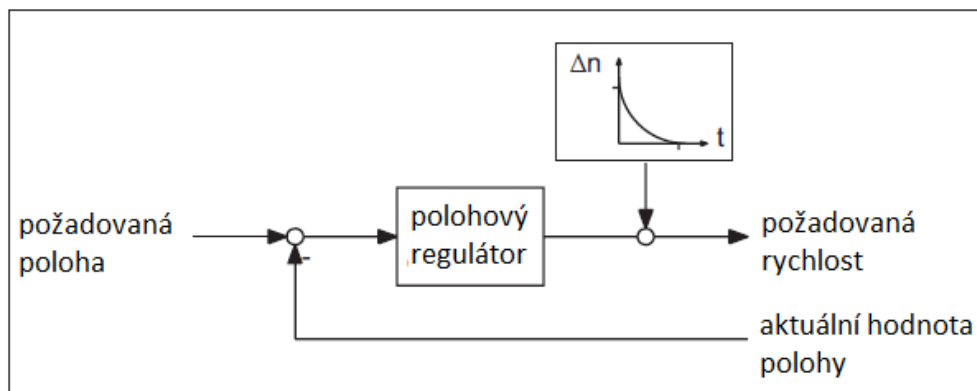
Správnost nastavení parametrů se kontroluje pomocí testu kruhovosti (angl. circularity test).

2.2.1.2 Kompenzace pomocí neuronových sítí

Myšlenka této metody je podobná té předcházející. Opět se jedná o přivedení přídatného impulsu na vstup rychlostního regulátoru, ovšem impuls má tvar křivky s exponenciálním doběhem (obr. 2.8) s velikostí závislé na aktuálním zrychlení příslušné osy. Nejvýznamnější výhodou této metody je fakt, že obsluha stroje nepotřebuje zadávat parametry kompenzačního pulzu. Vše se nastaví samo pomocí tzv. učicí fáze a není potřeba opakovaně provádět test kruhovosti. Další výhodou je optimálnější tvar kompenzačního pulzu, jelikož není popsán pouze rovnými přímkami a tudíž dokáže lépe charakterizovat třecí model. Výsledkem je tedy přesnější adaptace kompenzačního pulzu v závislosti na zrychlení.

Základní požadavek na implementaci metody neuronových sítí je ten, aby kvadrantové chyby byly detekovány vlastním odměřovacím systémem stroje. Toto je možné pouze při použití přímého odměřování. U nepřímého odměřování totiž výsledek ovlivňují i jiné chyby (tuhost stroje, vůle).

Kompenzace neuronovými sítěmi zahrnuje dvě fáze procesu. V učicí fázi se hledá relace mezi vstupními a výstupními signály pomocí aproximace reálného systému. Výsledkem je naučená výstupní charakteristika systému. V pracovní fázi se pak podle této charakteristiky přidávají v příslušných místech pomocné kompenzační impulsy.



Obr. 2.8 Přídatný kompenzační impuls (SINUMERIK 840D)[9]

2.2.2 Proudová kompenzace

Princip této kompenzace spočívá opět v přivedení pomocného signálu, tentokrát ovšem na vstup proudového regulátoru.

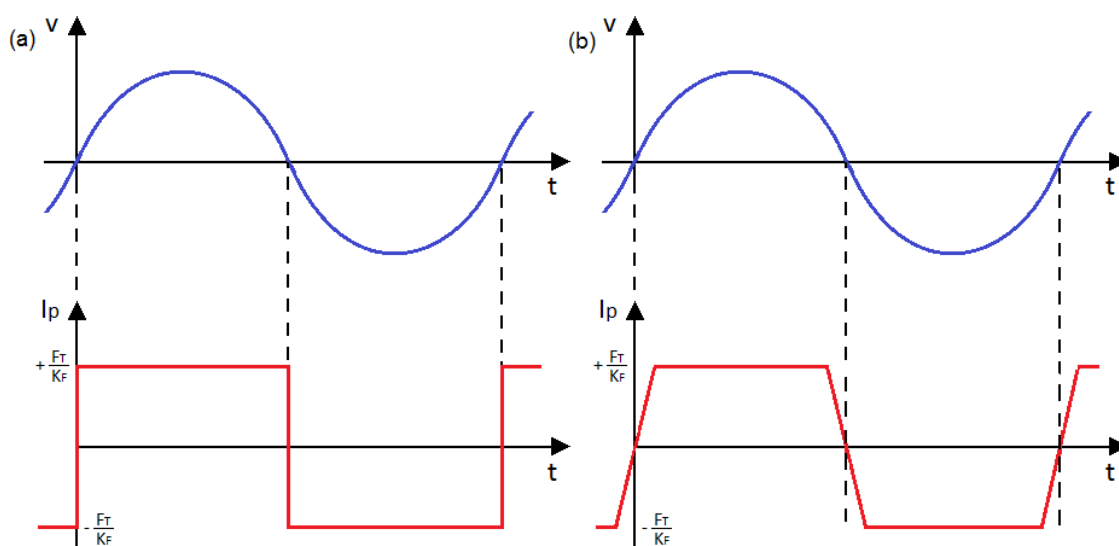
2.2.2.1 Konstantní kompenzace na vstupu proudového regulátoru

Pomocný signál je odvozen od rychlostního feedforwardu. Jeho účelem je urychlit změnu smyslu proudu motorem, následkem čehož se zkrátí čas, po který se reverzující osa nepohybuje. Pomocný signál nabývá pouze dvou hodnot: [10]

$$\pm \frac{F_T}{K_F} \quad (2.7)$$

kde F_T je velikost třecí síly a K_F silová konstanta motoru.

Při přechodu signálu rychlostního feedforwardu nulovou rychlostí se změní skokově orientace pomocného signálu (Obr. 2.9(a)). Určitou modifikací této metody používá ve svém řídicím systému iTNC 530(CC 424) firma Heidenhain. [11] Pomocný signál mění orientaci již s předstihem, díky čemuž má výsledný kompenzační signál tvar lichoběžníkových pulzů (Obr. 2.9(b)).



Obr. 2.9 Proudový kompenzační signál

2.2.2.2 Kompenzace stavovým pozorovatelem

Kompenzace kvadrantových překmitů s využitím stavového pozorovatele je principiálně odlišná od všech předchozích metod. Pozorovatel sleduje nikoliv vstupní signály, ale naopak výstupní stavové veličiny, jako je rychlost a proud kotvou. Na jejich základě pak stanoví velikost vnější zatěžující síly. V této zatěžující síle jsou zahrnuty

samozřejmě i třetí síly. Výstupní signál z pozorovatele je poté spolu s rychlostním feedforwardem přiveden na vstup proudového regulátoru.

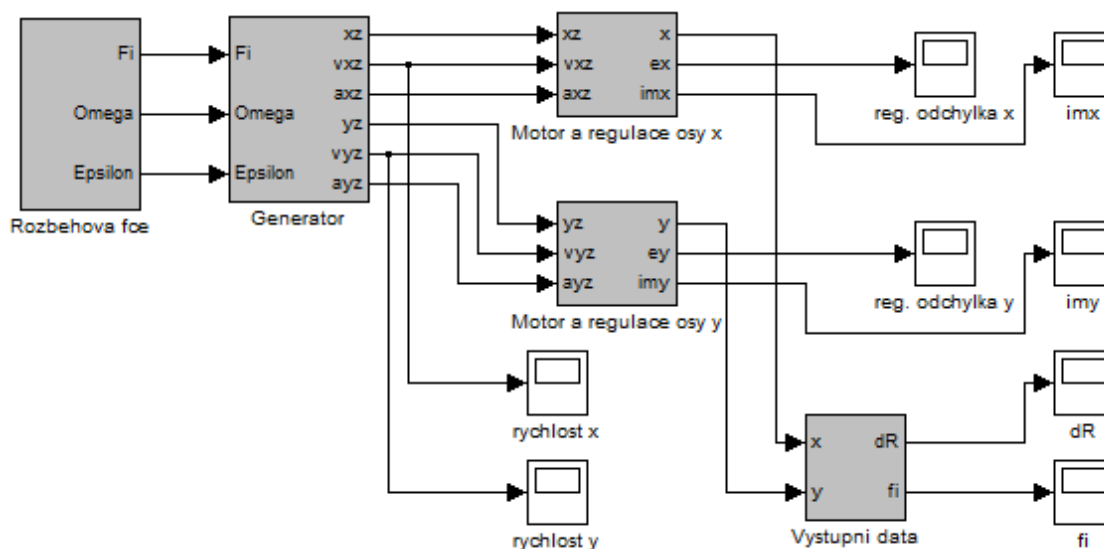
Výhoda takovéto kompenzace tkví v nezávislosti na proměnné velikosti pasivních odporů. Naproti tomu značnou nevýhodou je složitější seřízení pozorovatele. Zpracovávané signály vstupující do pozorovatele (především proud) bývají navíc často v reálných systémech zatíženy šumem, což může znemožnit použití této metody. [10]

3. Model pohonů posuvů CNC obráběcího stroje

Aby bylo možné otestovat vybrané kompenzační metody, bylo nutné vytvořit simulační model vertikálního frézovacího centra (Obr. 1.1) v programu Matlab/SIMULINK ve verzi 7.11.0 (R2010b). Při jeho sestavování jsem vycházel především z literatury [12], [5] a z části pak také z literatury [13] a [14].

Celý model je rozdělen pro přehlednost do několika propojených subsystémů: (Obr. 3.1).

- Generátor žádaných hodnot
- Rozběhová funkce
- Motor a regulace osy x
- Motor a regulace osy y
- Blok zpracování výstupních dat



Obr. 3.1 Simulační model

V následujících podkapitolách bude popsáno sestavení samotných subsystémů.

3.1 Generátor žádaných hodnot

K tomu, aby mohly být obě osy uvedeny do pohybu, je nutné je doplnit o vhodný generátor žádaných hodnot. Ten musí podle zadání opisovat tvar kružnice ze zadaného poloměru R . V pravoúhlé dvoudimenzionální soustavě os x a y to znamená rozložit pohyb do harmonických průběhů. Požadovaná dráha vychází ze vztahů (2.1),(2.2).

Jelikož jsou v modelu použity feedforwardy, je nutné generovat také signály o požadované hodnotě rychlosti ($v_{x\dot{z}}$, $v_{y\dot{z}}$) a zrychlení ($a_{x\ddot{z}}$, $a_{y\ddot{z}}$). Vstupními veličinami generátoru jsou signály úhlové dráhy $\varphi[rad]$, úhlové rychlosti $\omega[rad/s]$ a úhlového zrychlení $\varepsilon[rad/s^2]$. Jejich vznik bude vysvětlen v další kapitole. Díky těmto vstupním signálům jsou na výstupu subsystému k dispozici i hodnoty žádaných dopředných signálů obou os x a y.

Vztahy pro výpočet hodnot jednotlivých signálů jsou získány postupnou derivací žádaných poloh os x a y podle času:

$$x_z = R \cdot \cos \varphi \quad (3.1)$$

$$y_z = R \cdot \sin \varphi \quad (3.2)$$

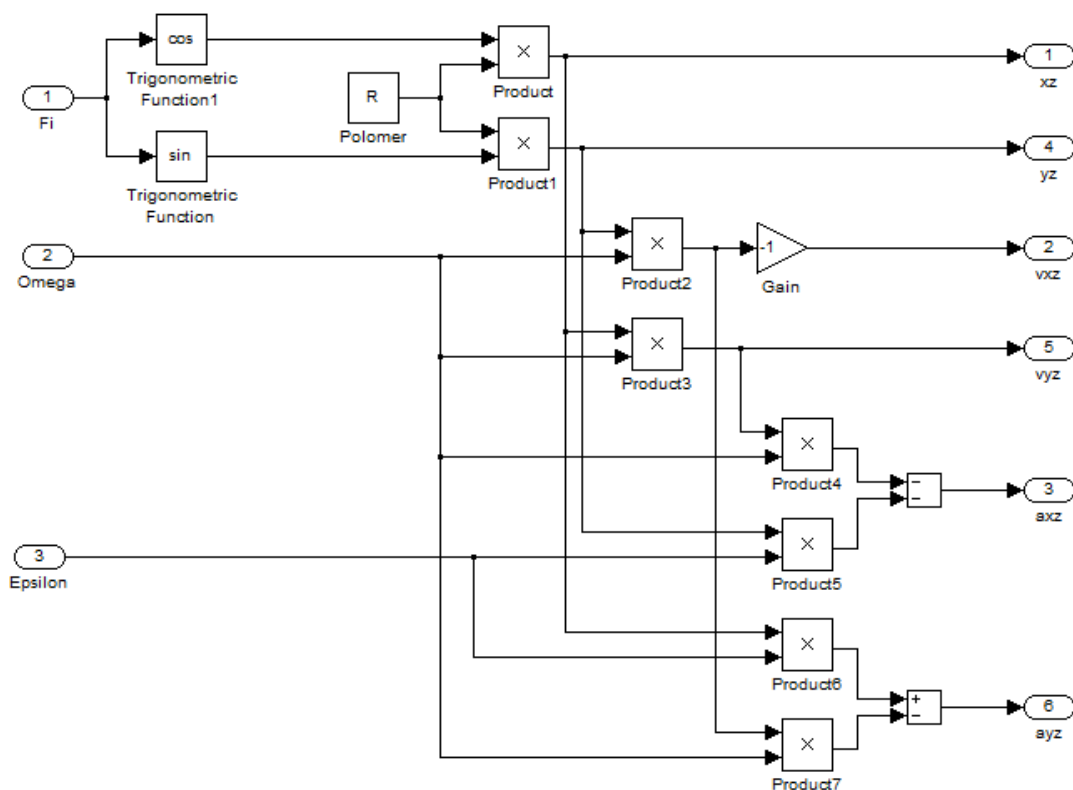
$$v_{x\dot{z}} = \dot{x}_z = -R \cdot \sin \varphi \cdot \omega = -y_z \cdot \omega \quad (3.3)$$

$$v_{y\dot{z}} = \dot{y}_z = R \cdot \cos \varphi \cdot \omega = x_z \cdot \omega \quad (3.4)$$

$$a_{x\ddot{z}} = \dot{v}_{x\dot{z}} = -R(\sin \varphi \cdot \varepsilon + \cos \varphi \cdot \omega^2) = -y_z \cdot \varepsilon - v_{y\dot{z}} \cdot \omega \quad (3.5)$$

$$a_{y\ddot{z}} = \dot{v}_{y\dot{z}} = R(\cos \varphi \cdot \varepsilon - \sin \varphi \cdot \omega^2) = x_z \cdot \varepsilon - v_{x\dot{z}} \cdot \omega \quad (3.6)$$

Pomocí těchto vztahů můžeme sestavit generátor žádaných hodnot pro opisovanou kružnici s poloměrem R (Obr. 3.2).



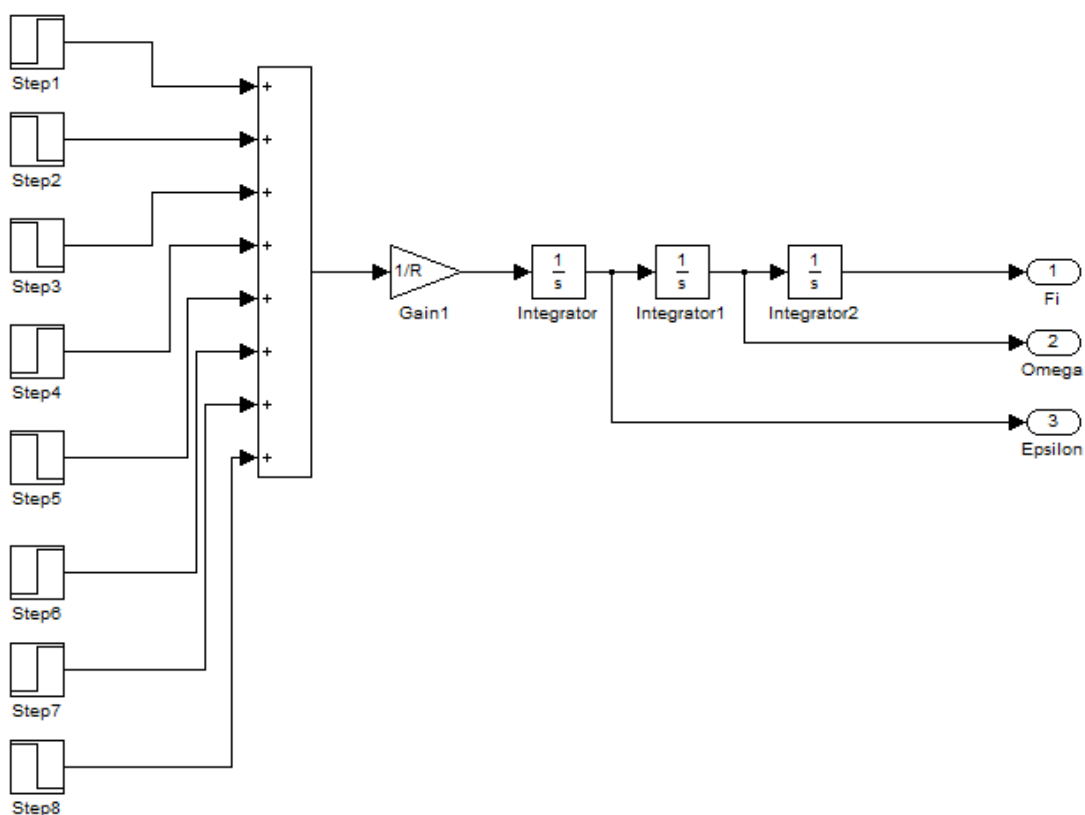
Obr. 3.2 Generátor žádaných hodnot

3.2 Rozběhová funkce

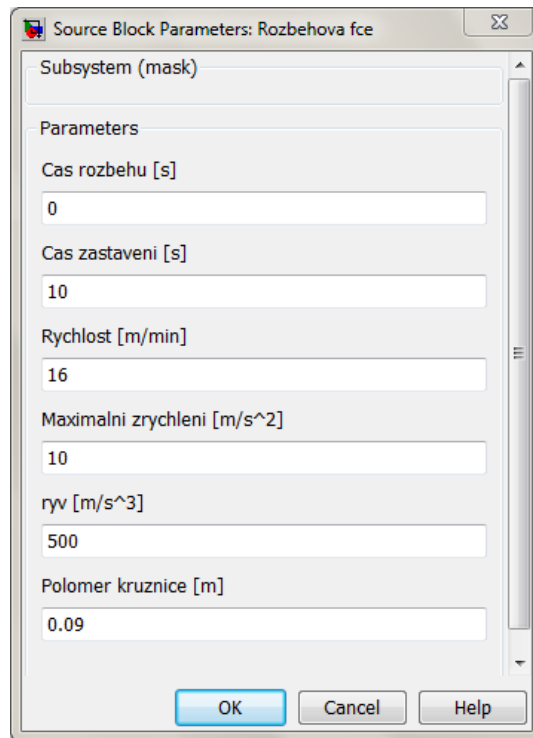
Pro rozjezd a zastavení řízených souřadnic se u moderních řídicích systémů používají tzv. S-křivky. Jedná se o funkce charakterizované přímkovým průběhem a to z důvodu jejich snadného vytvoření a snadného výpočtu derivace.

V Simulinku není žádný přesný blok generující naše požadované průběhy, proto byl vytvořen vlastní subsystém. Základní veličinou, z které všechny ostatní vycházejí, je ryv (angl. jerk). Jeho omezením lze značně potlačit velikost přenášených reakcí pohonů do rámců stroje, čímž se sníží nebezpečí samobuzených kmitů.[5] Postupnou integrací tohoto signálu získáme ostatní veličiny v tomto pořadí: zrychlení, rychlost, poloha. Pokud je třeba kruhové interpolace s požadovaným poloměrem, vloží se před integrátory blok zesílení násobící signál převrácenou hodnotou příslušného poloměru.

Základem tohoto subsystému (Obr. 3.3) je osm bloků funkce skok (Step), umožňujících volit kromě času rozběhu T_s a času zastavení T_k také rychlost běhu v , velikost maximálního zrychlení a zpomalení na tuto rychlost a a hodnotu derivace zrychlení ryv . Tyto vstupní veličiny jsou v subsystému zamaskovány a jejich vkládání probíhá prostřednictvím dialogového okna (Obr. 3.4).



Obr. 3.3 Rozběhová funkce



Obr. 3.4 Dialogové okno vstupních parametrů

Dalším důležitým parametrem je správné načasování jednotlivých skoků pomocí délky impulsu ryvu:

$$t_r = \frac{a}{ryv} \quad (3.7)$$

Nakonec je třeba ještě určit dobu trvání zrychlování na požadovanou rychlost běhu:

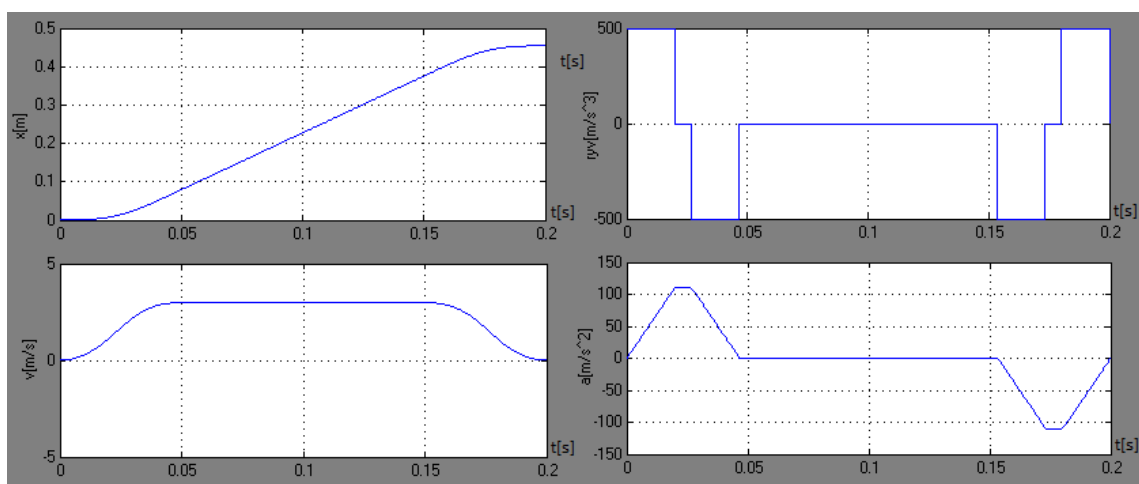
$$t_a = \frac{v}{a} \quad (3.8)$$

Parametry jednotlivých skoků jsou zapsány v následující tabulce:

	čas skoku	počáteční hodnota	koncová hodnota
Step 1	ts	0	ryv
Step 2	ts + tr	0	- ryv
Step 3	ts + ta	0	- ryv
Step 4	ts + ta + tr	0	ryv
Step 5	tk - ta - tr	0	- ryv
Step 6	tk - ta	0	ryv
Step 7	tk - tr	0	ryv
Step 8	tk	0	- ryv

Tab. 3.1 Nastavení parametrů skokových funkcí

Ukázkový příklad časových průběhů žádaných signálů z rozběhové funkce je na Obr. 3.5.



Obr. 3.5 Časové průběhy žádaných veličin

3.3 Motor a regulace os X a Y

Kapitola je pro přehlednost rozdělena na samostatnou část věnující se pohonu a na část popisující řízení pohonu. Jelikož jsou navíc bloky os X a Y téměř identické (liší se pouze v konstantách a parametrech, ale konstrukčně jsou stejné), bude z tohoto důvodu popsán pouze postup tvorby subsystému osy X.

3.3.1 Pohon

Naše modelové frézovací centrum MCFV 5050 LN je osazeno celkem třemi lineárními motory Siemens 1FN1-126-5AF71-0AA0 (datasheet v příloze P2) [19]. Jeden motor pohybuje horním stolem (osa X), zbylé dva jsou určeny pro pohyb spodního stolu (osa Y). Aby bylo dosaženo dostatečného zrychlení, jsou motory spodního stolu zapojeny paralelně. Z důvodu komplikace řízení je osa Y nahrazena pouze jedním lineárním motorem, ovšem parametrově se chová, jako by šlo o motory dva.

Výhody lineárních motorů tkví především ve využití přímého působení elektromagnetických sil na suport stroje a tím vyloučení u lineárních os nadbytečné transformace z rotačního pohybu na přímočarý. Tím se získá posuvový systém s vysokou dosažitelnou rychlostí, minimem mechanicky opotřebitelných částí, bezvůlové a velmi tuhé uspořádání pohonné větve i při úspoře setrvačných hmot. Primární část motoru má třífázové pohyblivé vinutí do hvězdy, sekundární část tvoří uspořádané permanentní magnety.

V dalším textu je použit postup sestavení modelu motoru, založený na Laplaceově transformaci a algebře blokových schémat.

U současných NC obráběcích strojů se nejčastěji používají elektrické pohony se synchronními motory (AC motor). Jak je již popsáno výše, u našeho frézovacího centra je použito takovýchto lineárních synchronních motorů. Za určitých podmínek lze třífázový synchronní motor popsat matematickým modelem stejnosměrného motoru (DC motor). Z tohoto a dalších důvodů napsaných níže jsou v modelu našeho stroje použity DC motory:

- U AC i DC motoru je úhel vektorů magnetické indukce statoru a rotoru 90° . V DC motoru je toto zajištěno konstrukcí motoru+komutátorem. U AC motoru zajišťuje kolmost vektoru tzv. vektorové řízení.
- Požadovaný moment rotoru je u DC motoru závislý na hodnotě stejnosměrného proudu. AC motor má moment závislý jen na amplitudě střídavého proudu.
- U synchronních motorů s třífázovým vinutím statoru platí stejné vztahy jako pro stejnosměrný motor, je však třeba zohlednit současné silové působení všech tří cívek, jejich prostorové uspořádání a vzájemné působení mezi sebou.

3.3.2 Model stejnosměrného motoru

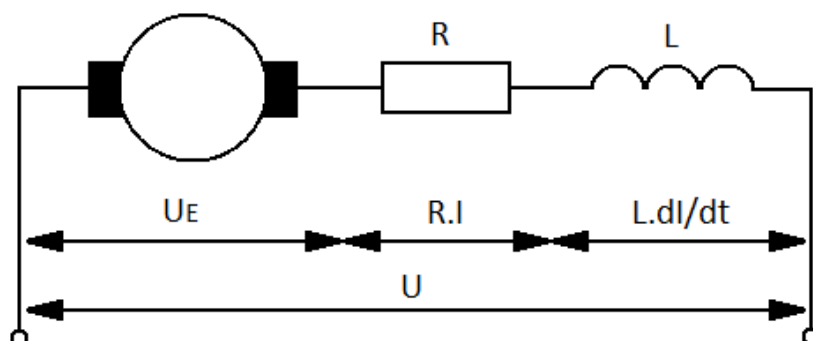
V této kapitole budou odvozeny vztahy pro silové působení magnetického pole permanentních magnetů na jednu cívku vinutí motoru. V zásadě není rozdíl v matematickém popisu stejnosměrného rotačního a stejnosměrného lineárního motoru. Liší se jen nahrazením momentu \mathbf{M} silou \mathbf{F} a nahrazením momentu setrvačnosti rotujících dílů \mathbf{Jx} hmotností pohyblivých dílů \mathbf{mx} . Momentová rovnováha na kotvě je pak nahrazena silovou rovnováhou.

Při vytváření blokových schémat vycházíme ze tří základních rovnic pro stejnosměrný motor:

Rovnice pro rozložení napětí na kotvě:

$$U = U_E + R \cdot I + L \frac{dI}{dt} \quad (3.9)$$

kde U je vstupní stejnosměrné napětí, I proud protékající kotvou, R odpor kotvy, L indukčnost vinutí kotvy a U_E je vnitřní indukované napětí působící proti napájecímu napětí.



Obr. 3.6 Náhradní schéma kotvy DC motoru

Rovnice pro sílu motoru a vnitřní indukované napětí:

$$U_E = k_E \cdot v \quad (3.10)$$

$$F_m = k_F \cdot I \quad (3.11)$$

kde k_E je napěťová konstanta, k_F silová konstanta motoru a F_m je síla vyvinutá motorem.

Následně provedeme Laplaceovu transformaci výše zmíněných rovnic (3.9),(3.10),(3.11) a upravíme je tím způsobem, že z rovnice pro rozložení napětí (3.9) vytkneme proud I :

$$U = U_E + R \cdot I + L \cdot I \cdot s \Rightarrow$$

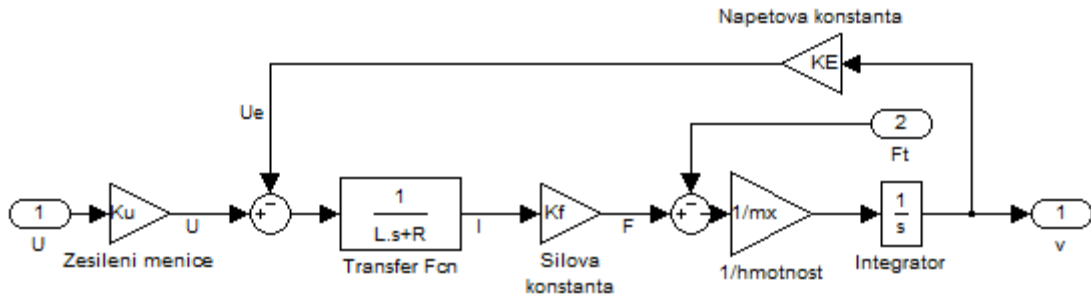
$$I = (U - U_E) \frac{1}{L \cdot s + R} \quad (3.12)$$

Silová rovnováha na kotvě:

$$F_m - F_t = m x \frac{dv}{dt} \quad (3.13)$$

kde F_t je vnější zátěžná síla (třecí síla) a $m x$ hmotnost pohyblivých dílů osy X.

Podle výše zmíněných vzorců již můžeme sestavit model stejnosměrného motoru v Simulinku (Obr. 3.7).



Obr. 3.7 Blokové schéma stejnosměrného motoru

Pozn.: Tranzistorový měnič lze v modelu považovat za dokonalý napěťový zesilovač s konstantním přenosem K_u . V dalším textu bude zahrnován do proporcionálního zesílení proudového regulátoru K_{PI} tak, jak je tomu zvykem u všech výrobců pohonů[12]. V obvodu pak bude tranzistorový měnič kvůli zpřesnění výpočtu simulován jako blok dopravního zpoždění (transport delay) umístěný v proudové smyčce. Podrobnosti v kapitole o proudové smyčce.

Jak již bylo řečeno na začátku této kapitoly, lze i třífázový synchronní motor za určitých podmínek popsat schématem elektronicky komutovaného DC motoru. Pokud tedy do rovnice výsledné síly třífázového lineárního motoru:

$$F = k_F \cdot (I_A \cdot \sin(\varphi) + I_B \cdot \sin(\varphi + 2\pi/3) + I_C \cdot \sin(\varphi + 4\pi/3)) \quad (3.14)$$

dosadíme vztahy pro svorkové proudy všech tří cívek:

$$I_A = I \cdot \cos \omega$$

$$I_B = I \cdot \cos(\omega + 2\pi/3)$$

$$I_C = I \cdot \cos(\omega + 4\pi/3) \quad (3.15)$$

po úpravách dostaneme sílu motoru v klidu:

$$F = \frac{3 \cdot k_F \cdot I}{2} \sin(\varphi - \omega) \quad (3.16)$$

Pro maximální silové působení platí optimální rozdíl $(\varphi - \omega) = \frac{\pi}{2}$ a tedy:

$$F_{max} = \frac{3 \cdot k_F \cdot I}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{3}{2} \cdot k_F \cdot I \quad (3.17)$$

Výsledná maximální síla motoru je tedy 1,5 krát větší, než největší silové působení jedné cívky. Do dialogového okna (Obr. 3.8) dosadíme parametry jediné cívky L , R , k_E . Pouze silová konstanta bude 1,5 krát větší než ta, udávaná v parametrech výrobce motoru.

Název parametru:	Hodnota parametru:
trvalá síla při vodním chlazení	2 950 N
maximální síla (po dobu 5s)	6 500 N
rozměry tělesa primáru	700x200x75 mm
délka sekundárního dílu	1 220 mm
vzduchová mezera	1.1 mm
přitažlivá síla na vzduchové mezeře	15 000 N
pólparová rozteč	72 mm
odpor jedné cívky (120° C)	1.8 ohm
indukčnost jedné cívky	18 mH
elektrická časová konstanta	10 ms
napěťová konstanta jedné cívky	44.4 Veff.s/m
silová konstanta celého motoru (3-fázové napájení)	133.3 N/Aeff
hmotnost primárního dílu	41 kg
celková hmotnost pohyblivých částí osy X	220 kg (bez obrobku)
celková hmotnost pohyblivých částí osy Y	570 kg (bez obrobku)

Tab. 3.2 Katalogové parametry motoru a základní údaje pohybových os

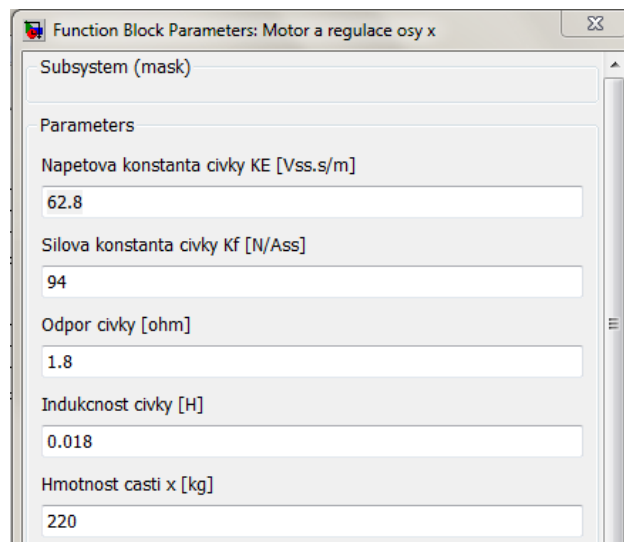
Katalogové hodnoty napěťové a silové konstanty jsou někdy vztahovány na hodnoty efektivní, i když v klidu motoru jsou napětí i proudy stejnosměrné a je třeba uvažovat hodnoty maximální. Napěťová konstanta je udávána jako efektivní sdružené nebo fázové napětí vztažené na jednotku rychlosti, silová konstanta jako síla celého motoru vztažená na efektivní hodnotu proudu v jedné fázi. Z tohoto důvodu je třeba katalogové hodnoty do matematického modelu přepočítat[12].

- $k_E = 44.4 \cdot \sqrt{2} = 62.8 \text{ Vss.s/m}$
- $k_F = 133.3 \cdot \frac{2}{3\sqrt{2}} = 62.8 \text{ N/Ass}$

Pro náš model využijeme poznatku (3.17):

$$k_F = \frac{3}{2} \cdot 62.8 = 94 \text{ N/Ass} \quad (3.18)$$

Silová konstanta motoru našeho modelu zadávaná do dialogového okna (obr. 3.8) bude mít tedy hodnotu 94 N/Ass.



Obr. 3.8 Dialogové okno parametrů motoru

3.3.3 Řídící část pohonu

V předcházející kapitole jsme si odvodili schéma stejnosměrného lineárního motoru pro jednohmotový systém. V této kapitole ho doplníme o jeho řídicí část.

Řídící část pohonů posuvů moderních CNC obráběcích strojů je v současnosti realizována výhradně kaskádní strukturou regulačního obvodu se třemi hierarchicky uspořádanými zpětnými vazbami. Od nejvnitřnější je to proudová, rychlostní a polohová zpětná vazba. Vyjmečně je mezi proudovou a rychlostní vazbou vměstnána ještě vazba akcelerační, která eliminuje účinky vnějších časově proměnných sil a dále zvyšuje dynamickou tuhost regulačního řetězce. Jelikož je použití akcelerační vazby u výrobců pohonů minoritní záležitost, nebudeme ji zahrnovat ani do našeho modelu.

Aby mohl model správně fungovat, je nutné seřadit parametry regulačních smyček podle skutečného nastavení na stroji MCFV 5050 LN. Jedná se především o zesílení a časové konstanty regulátorů.

Zřejmě nejdůležitější parametr při navrhování řízení pohonu je velikost jeho propusného pásma. Literatura [13] definuje propustné pásmo jako největší frekvenci sinusového vstupního signálu, při které amplituda výstupního signálu neklesne více než o 3 dB (tj. na 70.8% amplitudy při nízkých frekvencích) a při které fázový posuv neklesne pod -90 stupňů. Jinak řečeno, propustné pásmo je určeno nejvyšší frekvencí vstupního signálu, kterou je pohon ještě schopen sledovat bez většího zkreslení. Rychlost reakce pohonu na změny vstupních a poruchových signálů je tedy určena

velikostí propustného pásma. Podle literatury [15] by měla propustná pásma jednotlivých smyček mít následující hodnoty:

- Proudová smyčka $f_0 > 1000 \text{ Hz}$
- Rychlostní smyčka $f_0 > 100 \text{ Hz}$ (300 Hz u lineárních motorů)
- Polohová smyčka $f_0 > 5 \text{ Hz}$

Z tohoto poznatku tedy můžeme vyřknout závěr, podle kterého je podřízenější smyčka v kaskádní regulaci pohonů vždy téměř řádově rychlejší než smyčka nadřízená.

V subsystému se vyskytují také dvě dopředné vazby – feedforwardy. Umožňují tzv. předkorekci rychlosti a předkorekci zrychlení. Jelikož tyto signály jsou důležité pro kompenzaci kvadrantových chyb, bude jejich smysl a popis použití objasněn v samostatné podkapitole.

3.3.3.1 Proudová regulace

V kaskádní hierarchii zaujímá proudový regulátor nejpodřízenější řídící zpětnou vazbu. Z tohoto daného faktu vyplývá podmínka: aby mohly být parametry hierarchicky nadřízené regulační smyčky optimální, je třeba nejprve úspěšně optimalizovat parametry podřízené regulační smyčky. To je důvod, proč jako první nastavujeme parametry proudové smyčky. Obvykle bývá proudová smyčka pohonů na reálném stroji nastavena napevno a výrobce umožňuje měnit pouze parametry polohové, respektive rychlostní smyčky.

Samotný smysl proudového regulátoru spočívá v potlačení zpomalujícího vlivu indukčnosti motoru, vnitřního indukovaného napětí a nelinearity zdroje proudu. Z hlediska regulace je cílem oddálit póly přenosu pokud možno co nejdále nalevo od imaginární osy a tím zrychlit a zkvalitnit regulační pochod. Navíc dochází k přechodu od napěťového řízení rychlosti motoru na řízení síly. Odchylka žádané a skutečné velikosti proudu je regulátorem převedena na požadované napětí na motoru, což je pro spínací tranzistory informace o době jejich sepnutí při pulzní šířkové modulaci.

Použitý regulátor v proudové vazbě je typu proporcionálně-integrační (PI) a jeho přenos je v našem případě dán vztahem:

$$R_I(s) = K_{PI} \cdot \frac{1+T_{NI}s}{T_{NI}s} \quad (3.19)$$

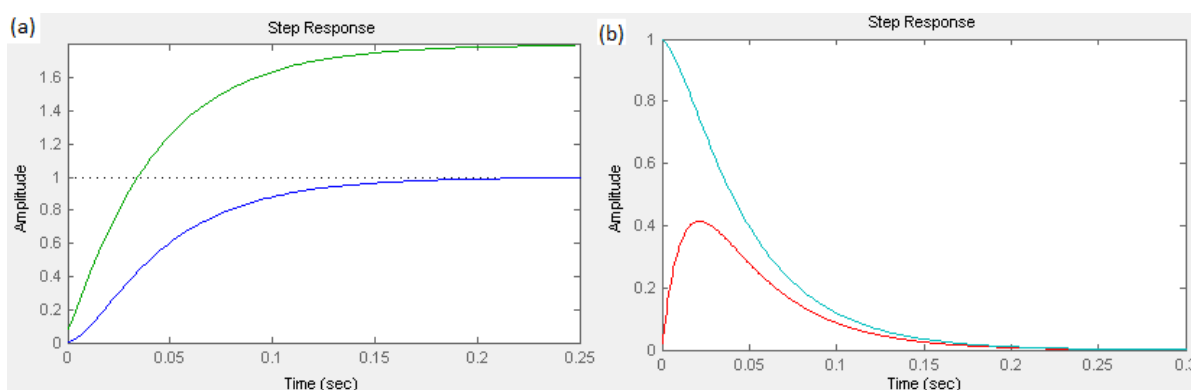
kde K_{PI} je proporcionální zesílení a T_{NI} integrační časová konstanta.

Postup seřízení proudového regulátoru byl uskutečněn pomocí metody geometrického místa kořenu (GMK), která vychází z rozložení pólů a nul otevřené smyčky, tvořené přenosem regulátoru a motoru. V případě stojícího motoru má jeho přenosová funkce tvar:

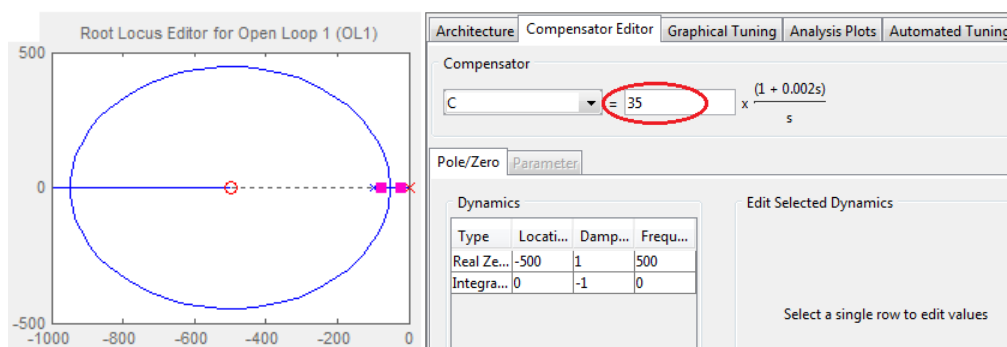
$$\frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1}{L \cdot s + R} = \frac{1/R}{\tau_E \cdot s + 1} \quad (3.20)$$

Regulátor (3.19) má pól v počátku a nulový bod $-1/\tau_{NI}$, zatímco regulovaná soustava (motor) má pól $-1/\tau_E$. Integrační časová konstanta regulátoru proudu T_{NI} byla nastavena napevno na hodnotu 2 ms. Napěťová časová konstanta τ_E při hmotnosti pohyblivých částí 220 kg je 10 ms.

V Matlabu můžeme realizovat metodu GMK pomocí jeho softwarového podprogramu SISOTOOL. Po spuštění do něj importujeme vlastní přenos soustavy a regulátoru. Poté měníme zesílení regulátoru (Obr. 3.10), případně pozici nul a pólů (přímo spolu souvisí), dokud přechodová charakteristika a akční zásahy nedosáhnou vhodného průběhu. Výsledné zesílení proudového regulátoru pro náš případ vychází na hodnotu $K_{PI} = 35$, kdy póly uzavřené smyčky opět opustí kružnici a rozejdou se po reálné ose. Pravý pól s_2 téměř splyne s nulovým bodem, čímž se jeho vliv potlačí a rozhodující vliv přejímá vzdálený levý pól s_1 , díky čemuž je proudová regulace podstatně urychlena. Výsledný průběh přechodové charakteristiky je na Obr. 3.9 (a). Jak si systém dokáže poradit s poruchovou veličinou je na Obr. 3.9(b).



Obr. 3.9 (a)-Odezva na skok žádané veličiny, (b)-Potlačení poruchové veličiny



Obr. 3.10 Změna zesílení regulátoru, pozice pólů a nul

Aby byl model proudové smyčky co nej přesnější, je do něj nutné zahrnout i blok měniče. Dřívější tyristorové měniče v současnosti nahradily měniče tranzistorové, které mají lepší dynamické vlastnosti.

V modelu se tranzistorový měnič chová jako dopravní zpoždění, jehož velikost je závislá právě na spínací frekvenci měniče. Volí se nejčastěji jako polovina její převrácené hodnoty, což je v našem případě pro frekvenci 4kHz hodnota 0,125 ms. Přenos dopravního zpoždění má tvar:

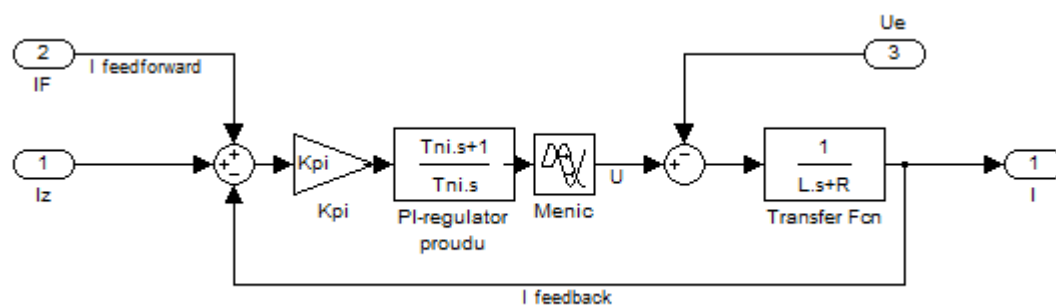
$$G(s) = e^{-s \cdot T_d} \quad (3.21)$$

$$T_d = \frac{1}{2 \cdot f_{vz}} \quad (3.22)$$

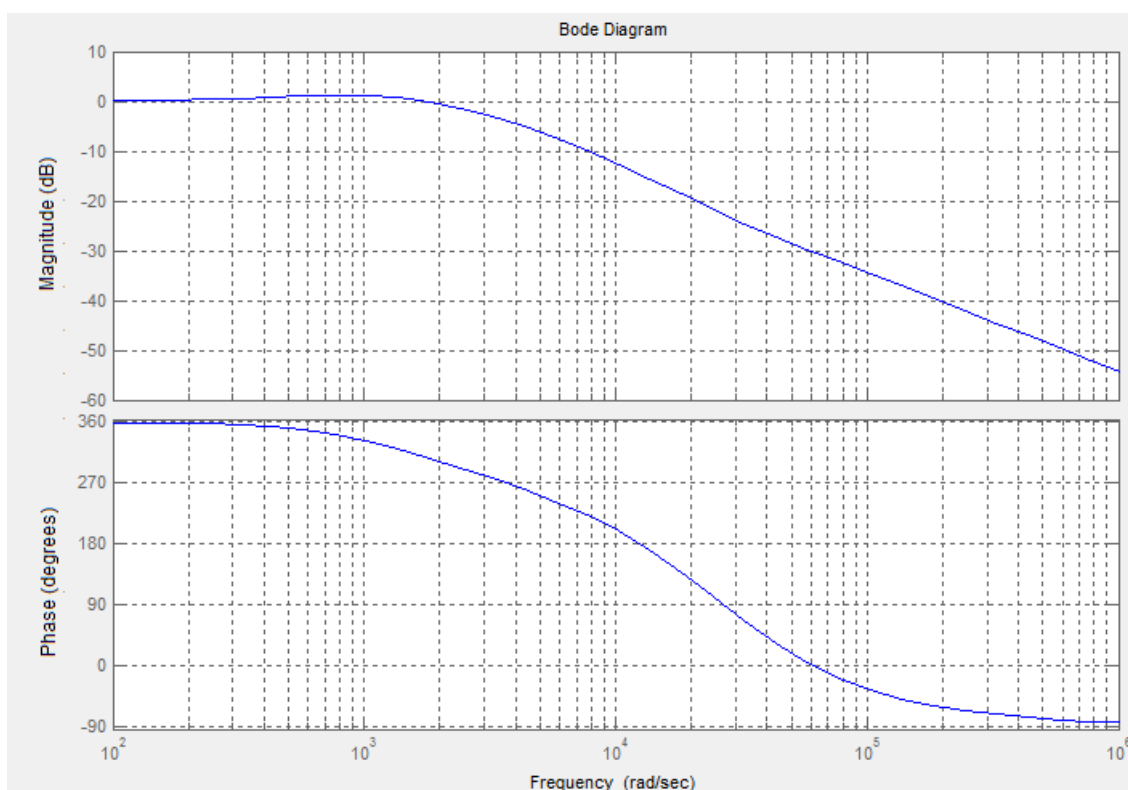
Toto dopravní zpoždění je třeba linearizovat. V zásadě existuje několik způsobů aproximace (limitní věta, Taylorův rozvoj, Padého rozvoj) [16]:

- Aproximace $e^{-s \cdot T_d}$ limitou: $\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{(\frac{T_d \cdot s}{n} + 1)^n}$
- Aproximace $e^{-s \cdot T_d}$ Taylorovým rozvojem 2. řádu: $\frac{1 - \frac{T_d}{2} \cdot s + \frac{T_d^2}{8} \cdot s^2}{1 + \frac{T_d}{2} \cdot s + \frac{T_d^2}{8} \cdot s^2}$
- Aproximace $e^{-s \cdot T_d}$ Padého rozvojem 2. řádu: $\frac{1 - \frac{T_d}{2} \cdot s + \frac{T_d^2}{12} \cdot s^2}{1 + \frac{T_d}{2} \cdot s + \frac{T_d^2}{12} \cdot s^2}$

Nejideálnější a zároveň nejjednodušším řešením je však použití samostatného bloku dopravního zpoždění (Transport delay), kam se nastaví hodnota T_d a řád Padého rozvoje. Celá proudová smyčka, včetně měniče, je na Obr. 3.11.



Obr. 3.11 Proudová smyčka



Obr. 3.12 Frekvenční charakteristiky proudové smyčky (bez feedforwardu)

3.3.3.2 Rychlostní regulace

Primárním účelem rychlostní regulační smyčky je zajištění dokonalé statické tuhosti. Rychlostní regulátor sleduje co nejpřesněji žádanou rychlost a zabezpečuje minimální závislost rychlosti pohonu na vnějších vlivech.

Nejčastěji je rychlostní smyčka tvořena podřízenou proudovou smyčkou, vlastním regulátorem rychlosti a snímačem rychlosti (to dnes již není pravidlem – rychlost se vypočítává ze snímače polohy). Často zde bývají zařazeny také různé typy filtrů, sloužící k potlačení parazitních rezonancí.

Použitý regulátor je opět, jako v případě proudové smyčky, typu PI. Jeho přenos má tvar:

$$R_V(s) = K_{PV} \cdot \frac{1+T_{NV}s}{T_{NV}s} \quad (3.23)$$

kde K_{PV} je proporcionální zesílení a T_{NV} integrační časová konstanta.

Výsledný rozdíl žádané a skutečné rychlosti je rychlostním regulátorem převeden na proud a ten je jako žádaná veličina proudu zavedena na vstup proudového regulátoru.

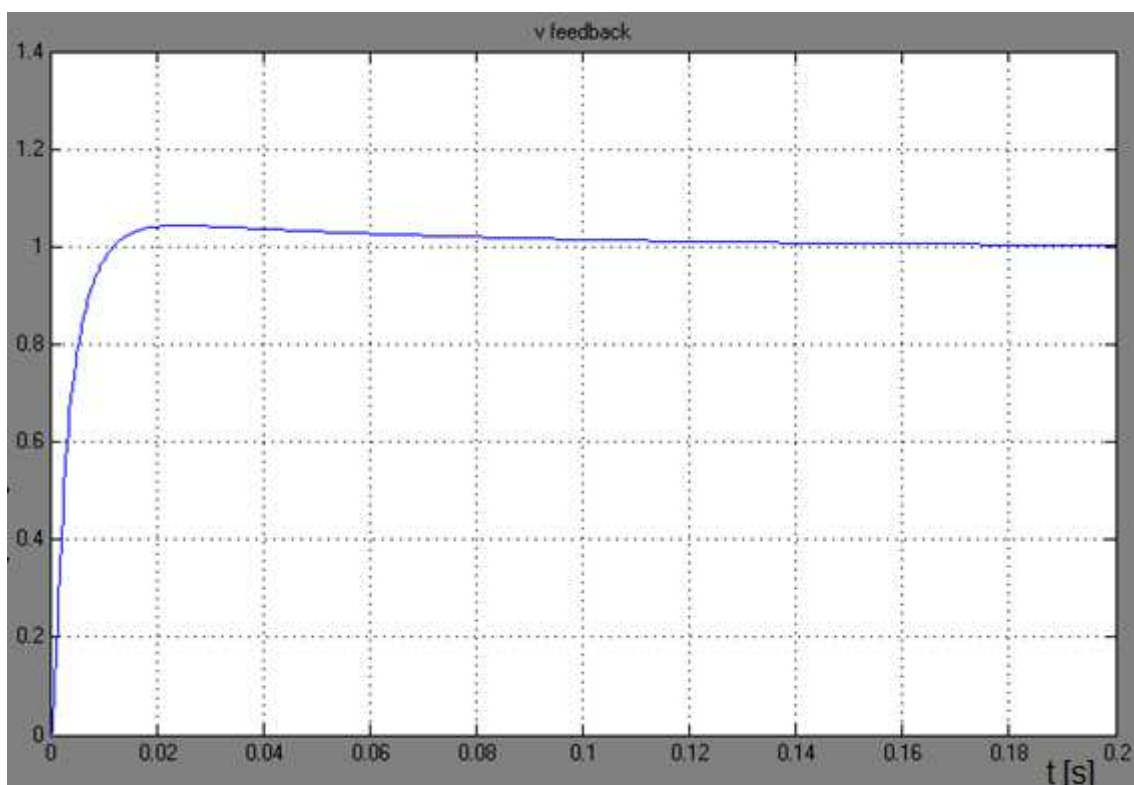
Při seřizování rychlostní smyčky je rozhodujícím parametrem pro sledování vhodný průběh frekvenční charakteristiky a z něho zjištěné propustné pásmo (Obr. 3.14) (tedy pokles amplitudové charakteristiky o -3dB). Propustné pásmo by mělo být co možná nejvyšší. Omezujícím faktorem však bývají různé rezonanční špičky, způsobené vlivem mechanické stavby reálného stroje. Další parametr, který bychom měli při seřizování rychlostní smyčky podle docenta Součka[12] sledovat, je odezva systému na jednotkový skok rychlosti (přechodová charakteristika). Ta by měla být co nejrychlejší, ale zároveň s maximální velikostí překmitu 15 až 25% a rychlým útlumem.

Zbývá doplnit model rychlostní smyčky o výše zmíněný kompenzační filtr. Jedná se o úzkopásmovou zádrž s přenosem:

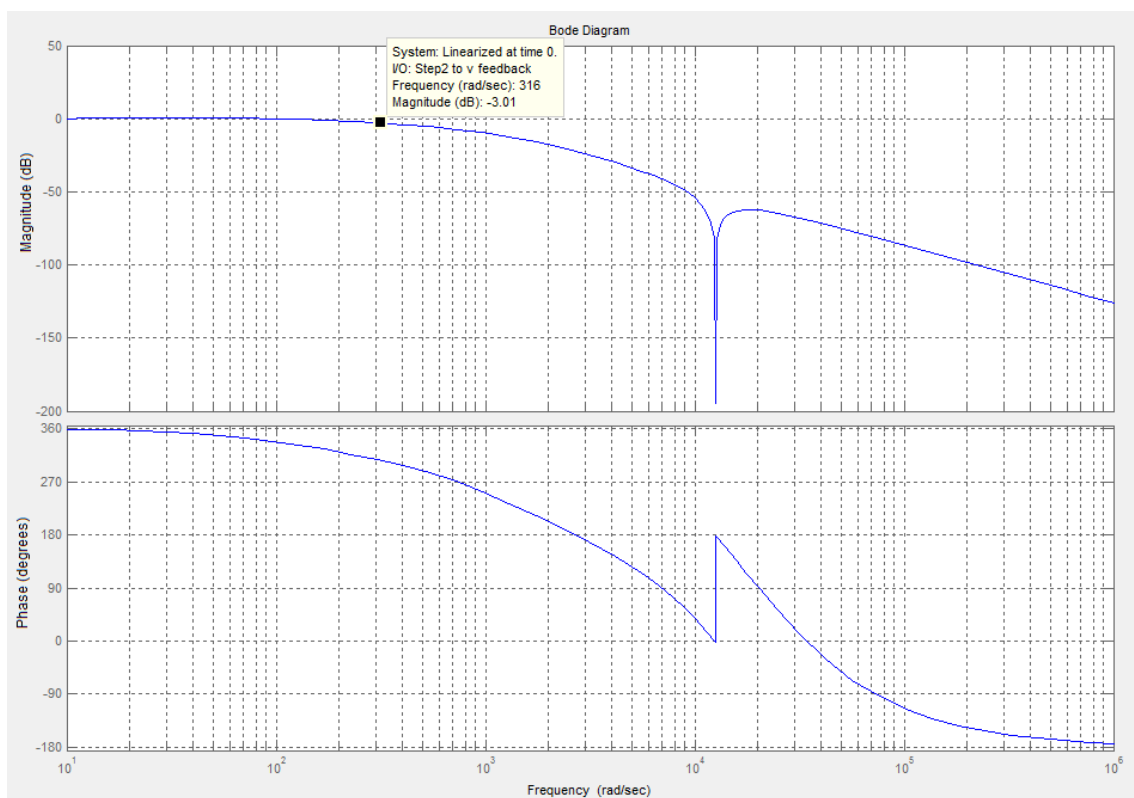
$$F_F(s) = \frac{\frac{1}{\omega_{F1}^2} s^2 + \frac{2\xi_{F1}}{\omega_{F1}} s + 1}{\frac{1}{\omega_{F2}^2} s^2 + \frac{2\xi_{F2}}{\omega_{F2}} s + 1} \quad (3.24)$$

Já jsem volil oblast útlumu amplitudy $\omega_{F1}=\omega_{F2}=2000\text{Hz}$, poměrné tlumení jmenovatele $\xi_{F1}=0,7$ a poměrné tlumení čitatele $\xi_{F2}=0$. Blok s tímto přenosem je zařazen do schématu za PI regulátor rychlosti.

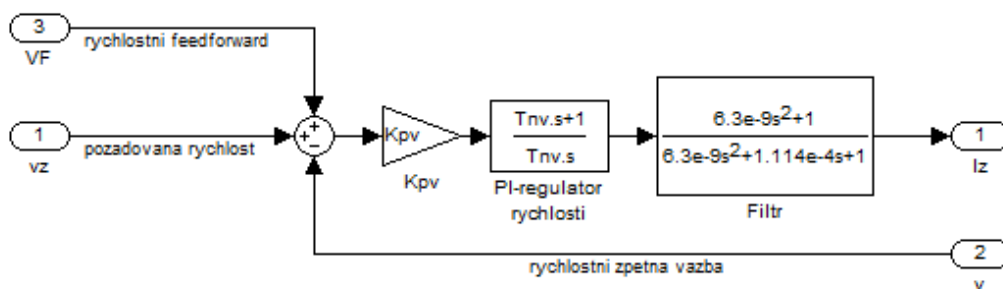
Po odzkoušení mnoha kombinací parametrů rychlostního regulátoru a hledání co nejlepšího, ale zároveň nejrychlejšího průběhu přechodové charakteristiky (Obr. 3.13), byly tyto parametry (proporcionálního zesílení a integrační časové konstanty) finálně nastaveny na hodnoty: $K_{PV}=600$ a $T_{NV}=0,07$.



Obr. 3.13 Odezva na jednotkový skok rychlostní smyčky (bez feedforwardu)



Obr. 3.14 Frekvenční charakteristiky rychlostní smyčky (bez feedforwardu)



Obr. 3.15 Rychlostní smyčka

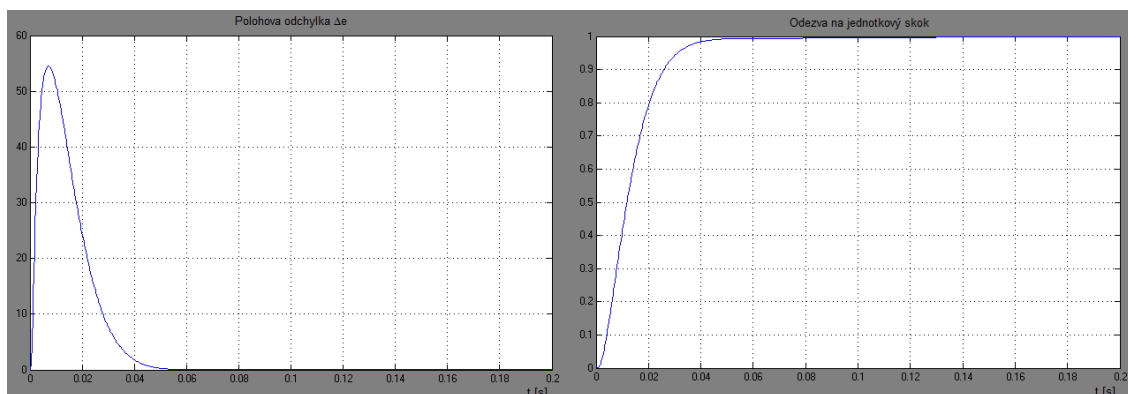
3.3.3.3 Polohová regulace

Poslední a pravděpodobně nejdůležitější řídicí částí pohonu je polohová smyčka. Zajišťuje správné dosažení polohy nástroje, resp. motoru. V celé kaskádní struktuře je polohová smyčka nadřazená oběma předchozím řídicím částem, a proto se parametry této smyčky nastavují jako poslední.

Vstupní veličinou polohového regulátoru je rozdíl okamžité požadované a skutečné polohy $\Delta e(t) = u(t) - y(t)$. Jelikož jsou poloha i rychlost jednoznačně matematicky svázány, stačí použít pouze proporcionální regulátor (P) a není nutné sestavovat složitější typ PI. Proporcionální regulátor má pouze konstantu tzv. polohového zesílení K_V . Tato konstanta má význam požadované rychlosti při jednotkové odchylce žádané a skutečné polohy. Výstupem polohového regulátoru je požadovaná rychlost, což je vstupní veličina rychlostního regulátoru.

V Simulinku regulátor typu P realizujeme blokem zesílení (Gain). Seřizování polohové smyčky se provádí především měřením odezvy na skok rychlosti a hlavně polohové regulační odchylky Δe , jejíž průběh by měl mít co nejmenší obsah kmitavých složek.

Finální velikost polohového zesílení K_V , při kterém byly výše zmíněné charakteristiky nejideálnější, byla nastavena na hodnotu $K_V = 70$. Průběhy těchto charakteristik při finálním nastavení jsou zobrazeny na Obr. 3.16.



Obr. 3.16 Charakteristiky polohové smyčky

3.3.3.4 Feedforwardy

Subsystem řízení osy X a Y obsahuje kromě tří zpětných vazeb také dvě vazby dopředné – tzv. feedforwardy. Tyto dopředné, nebo též předkorekční signály, zavádíme do simulačního schématu kvůli minimalizaci dynamických chyb (je to především chyba poloměru) vznikajících při kruhové interpolaci. Jejich přítomnost má tedy kladný vliv na přesnost dráhy.

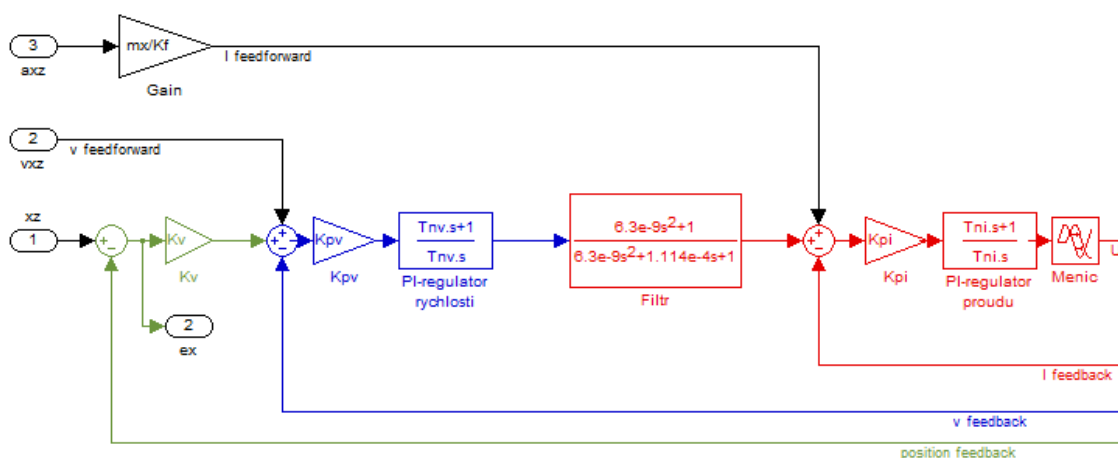
3.3.3.4.1 Rychlostní feedforward

Řízení pohonu s využitím přídatného předkorekčního signálu rychlosti je nejčastější metodou kompenzace dynamických chyb. Kromě signálu žádané polohy je řídicím systémem vypočtena i žádaná rychlost, která je poté přičtena ke stávajícímu vstupu regulátoru podřízené rychlostní smyčky (viz. první dopředná vazba na Obr. 3.17). Tím je zaručen téměř dokonalý přenos řídicí veličiny a vysoká tvarová přesnost i při relativně nízkých hodnotách polohového zesílení K_v .

3.3.3.4.2 Proudový (silový) feedforward

Při složitějších časových změnách rychlosti není rychlostní feedforward dostačujícím kompenzačním nástrojem k potlačení dynamických chyb. Zdokonalení se logicky nabízí ve využití vstupu žádané veličiny dalšího podřízeného regulátoru. Při absenci akcelerační zpětné vazby je to regulátor proudový. Na jeho vstup je tedy přiveden kromě žádaného signálu proudu i druhý dopředný kompenzační proudový signál (někdy se též nazývá silový, resp. momentový v závislosti na typu motoru). Kompenzační signál se spočítá z požadovaného zrychlení jako podíl hmotnosti

pohybujících se částí a silové konstanty motoru (viz. druhá dopředná vazba na Obr. 3.17).



Obr. 3.17 Signály feedforwardu

3.3.3.5 Modely pasivních odporů

Abychom mohli věrně simulovat zvolené frézovací centrum, je nutné v našem modelu zohlednit působení pasivních odporů. V každých pohybujiících se částech kteréhokoliv mechanického zařízení jsou totiž přítomny třecí síly. V této kapitole bude naznačena matematickým popisem realizace tří vybraných třecích modelů, použitých v naší simulaci.

Z hlediska regulace představuje třecí síla pro pohon os obráběcího stroje vnější zátěžnou sílu. Při její náhlé změně dochází ke stejným projevům jako při testu rázové dynamické poddajnosti, k polohové odchylce. Její velikost závisí právě na tuhosti celého systému. Jelikož je třecí síla největší při rozjíždění, zastavování a reverzování pohonu, tak i regulační odchylka v těchto místech nabývá největší hodnoty a tedy i odchylka od požadované dráhy nástroje při obrábění je v těchto místech největší. Volba vhodného třecího modelu, který by kopíroval průběh tření na reálném stroji, je tedy klíčová pro návrh kompenzací.

3.3.3.5.1 Klasický model tření

Při sestavování klasického modelu tření jsem vycházel z teorie v kapitole 2.1.1.1 (Obr. 2.4(d)). Pro matematický popis tření byl vytvořen subsystém obsahující dva vstupy (v, F_{v0}), jeden výstup (F_t) a blok simulinku s názvem Fcn podle následující logické úvahy:

Pokud je $v = 0$ a $|F_{v0}| \leq F_{ts}$ pak $F_t = F_{v0}$

Pokud je $v = 0$ a $F_{v0} > F_{ts}$ pak $F_t = F_{ts}$

Pokud je $v = 0$ a $F_{v0} < -F_{ts}$ pak $F_t = -F_{ts}$

Pokud je $v > 0$ pak $F_t = (F_c + \mu_v \cdot |v|)$

Pokud je $v < 0$ pak $F_t = -(F_c + \mu_v \cdot |v|)$

kde v je rychlost suportu, F_{v0} výsledná síla působící na suport, F_t výsledná třecí síla, F_{ts} třecí síla v klidu, F_c Coulombova síla a μ_v koeficient viskózního tření.

V samotném bloku *Fcn* vypadá zápis takto:

$$(u(1)==0)*((abs(u(2))<Fts)*u(2)+(u(2)>Fts)*(Fts)+(u(2)<-Fts)*(-Fts)))+(u(1)>0)*(Fc+mi*abs(u(1)))+(u(1)<0)*(-Fc-mi*abs(u(1)))$$

kde $u(1)$ představuje rychlost suportu v a $u(2)$ výslednou sílu působící na suport F_{v0} .

Pozn.: V modelu a při měření je nastavena velikost statické třecí síly F_{ts} na stejnou hodnotu jako je Coulombova síla F_c . To má za následek, že průběh třecí síly má tvar spíše Reynoldsova modelu tření (viz. Obr. 2.4(c)). Jelikož je ale možné nastavit velikost statické třecí síly větší, ponechávám u tohoto modelu tření název Klasický.

3.3.3.5.2 *Lineární model tření*

Podle literatury [5] však není model klasického tření v případě našeho modelu obráběcího stroje zcela správný. Při měření na reálném stroji se totiž ukázalo, že skok třecí síly způsobený rozjezdem suportu není zcela ostrý, ale má pozvolnější náběh. Z tohoto důvodu byl podle literatury [5] sestaven druhý model tření založený na následující úvaze:

Pokud je $|v| \leq v_0$ pak $F_t = v \cdot \mu_0$

Pokud je $|v| > v_0$ pak $F_t = (F_c + (|v| - v_0) \cdot \mu_v) \cdot \text{sgn}(v)$

$$v_0 = F_c / \mu_0$$

Model vlastně tvoří dvě rychlostně závislé křivky definované součiniteli μ_0 a μ_v , tvořící lomený průběh výsledné křivky tření (viz. Obr. 3.18 – modrá křivka).

V bloku *Fcn* vypadá zápis takto:

$$(abs(u(1))<=(Fc/mi0))*(u(1)*mi0)+((abs(u(1))>(Fc/mi0))* (Fc+(abs(u(1))-(Fc/mi0))*miV)*sgn(u(1)))$$

kde $u(1)$ představuje rychlost suportu v .

3.3.3.5.3 Parabolický model tření

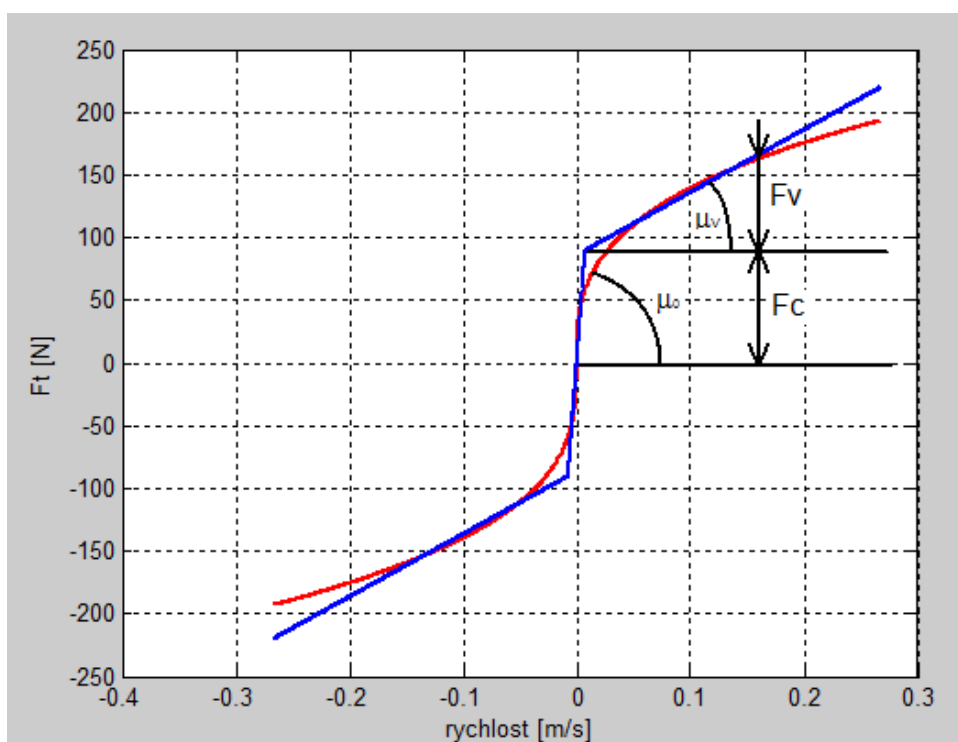
Je založen na stejné myšlence jako model předchozí, ovšem s tím rozdílem, že křivka tření je vytvořena pomocí klasické rovnice paraboly n -tého řádu (viz. Obr. 3.18 – červená křivka). Vychází z následující obecné úvahy:

$$F_t = m \cdot \sqrt[n]{v} \quad (3.25)$$

V bloku *Fcn* vypadá zápis následovně:

$$(\text{abs}(u(1)))^{(1/n)} * m * \text{sgn}(u(1))$$

kde $u(1)$ představuje rychlost suportu v , n je řád paraboly a m je násobící koeficient paraboly.



Obr. 3.18 Lineární a parabolický model tření

3.3.4 Přehled parametrů

V následujících tabulkách je pro přehled vypsán seznam proměnných, zadávaných do subsystémů řízení obou os. Je v nich možné porovnat, jak se od sebe jednotlivé osy v těchto parametrech liší.

Parametr	osa X	osa Y
Napěťová konstanta cívky K_E [V.s/m]	62,8	62,8
Silová konstanta cívky K_f [N/Ass]	94	94
Odpor cívky R [ohm]	1,8	1,8
Indukčnost cívky L [H]	0,018	0,018
Hmotnost pohyblivých částí m [kg]	220	570
Polohové zesílení K_v [1/s]	70	70
Proporcionální zesílení rychlostního regulátoru K_{pv} [A/m/s]	600	1500
Integrační časová konst. rychlostního regulátoru T_{nv} [s]	0,07	0,07
Proporcionální zesílení proudového regulátoru K_{pi} [V/A]	35	17
Integrační časová konst. proudového regulátoru T_{ni} [s]	0,002	0,002

Tab. 3.3 Parametry motoru a řízení os X,Y

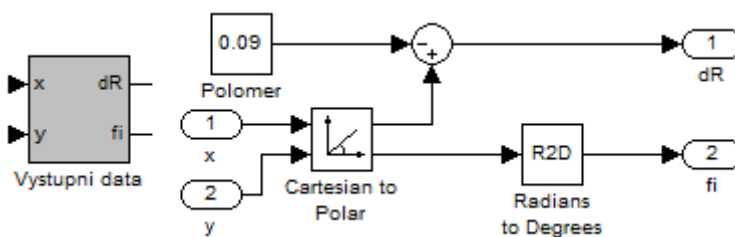
Pozn.: Je velice důležité, aby parametr polohového zesílení obou os byl shodný. Pokud by se totiž K_v os X a Y nerovnila, docházelo by k chybě kruhovitosti a obráběný předmět (kruhový) by měl tvar elipsy.

Parametr	osa X	osa Y
Coulombova síla F_c [N]	90	220
Statická třecí síla F_{ts} [N]	90	220
Součinitel viskózního tření μ_v [Ns/m]	500	1000
Součinitel sklonu 1. křivky μ_0 [Ns/m]	12000	29000
Řád paraboly n [-]	3	3
Násobící koeficient paraboly m [-]	300	700

Tab. 3.4 Parametry třecích funkcí os X,Y

3.4 Výstupní data

Poslední subsystém modelu má za úkol správně vyhodnotit a zpracovat nejdůležitější výstupní parametr, čímž je odchylka od požadovaného poloměru δR . Princip spočívá v odečtení hodnoty poloměru žádaného od nasimulovaného. Druhý výstupní parametr je úhel natočení ϕ_i , sloužící pro případné vykreslení závislosti odchylky poloměru na úhlu.



Obr. 3.19 Subsystém pro výpočet výstupních dat

3.5 Kompenzační obvody

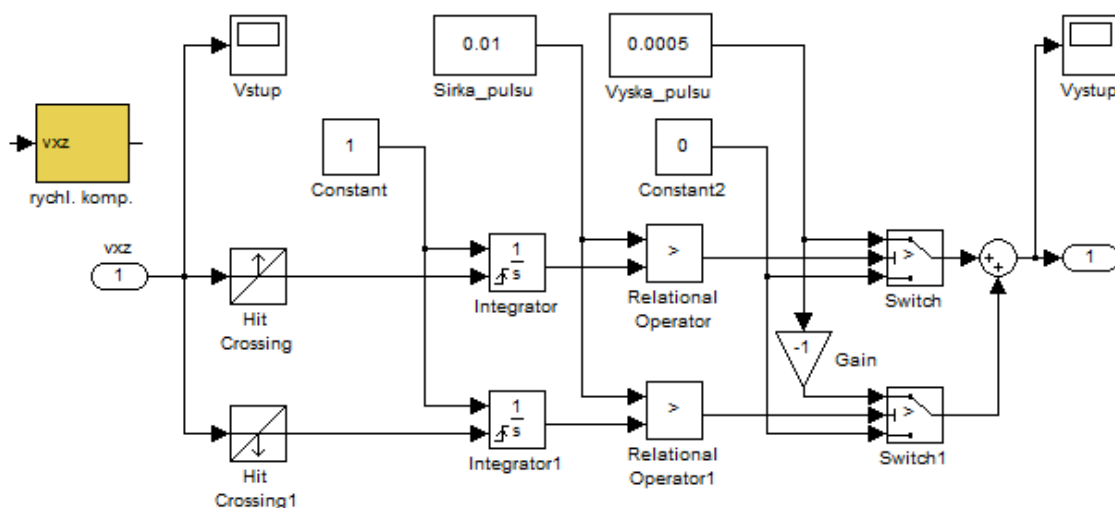
Jak již bylo vysvětleno v teoretické kapitole o kompenzačních metodách 2.1.2, kompenzace kvadrantových chyb spočívá v přivedení určitého dodatečného signálu, urychlujícího akceleraci servopohonu zvětšením proudu motorem. Podle toho, na vstup jakého regulátoru tento signál přivedeme, rozlišujeme dva druhy kompenzačních metod: rychlostní a proudovou.

V našem testovacím modelu byly simulačně odzkoušeny oba dva druhy kompenzačních metod, tedy jak rychlostní, tak i proudová.

Bloky všech kompenzačních metod se nacházejí v subsystémech řízení obou os. Zde se dají manuálně připojovat pomocí simulinkového bloku manuálního přepínače (Manual switch). Kompenzační subsystémy je možné najít v příloze P1 jako čtyři bloky žluté barvy v levé části.

3.5.1 Subsystém rychlostní kompenzace

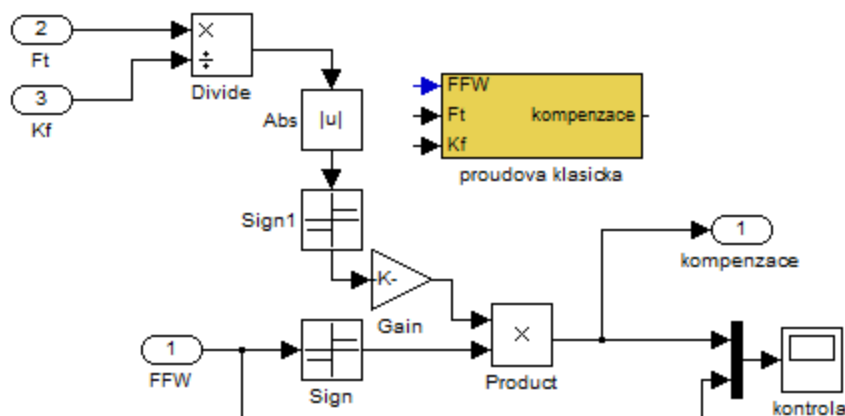
Smyslem subsystému rychlostní kompenzace je generování pulzů s předem danou výškou a šířkou. Ty se zadávají jako parametry simulinkového bloku konstanta (Constant). Obvod podle toho, zda má vstupní signál při průchodu nulou rostoucí nebo klesající tendenci, generuje kladný nebo záporný pulz. Vstupním signálem je tu rychlostní feedforward (v_{xz}), který má samozřejmě tvar harmonického průběhu s předem danou výškou amplitudy. Jelikož perioda vstupního signálu je při konstantní rychlosti obrábění neměnná, je i vzdálenost kompenzačních pulzů stále stejná. Po vygenerování pulzu je přes sumaci spolu s rychlostním feedforwardem tento signál přiveden, opět přes sumaci s požadovanou rychlostí, jako žádaná veličina rychlostního regulátoru. Celé schéma generátoru je na Obr. 3.20)



Obr. 3.20 Generátor kompenzačních pulzů

3.5.2 Subsystem klasické proudové kompenzace

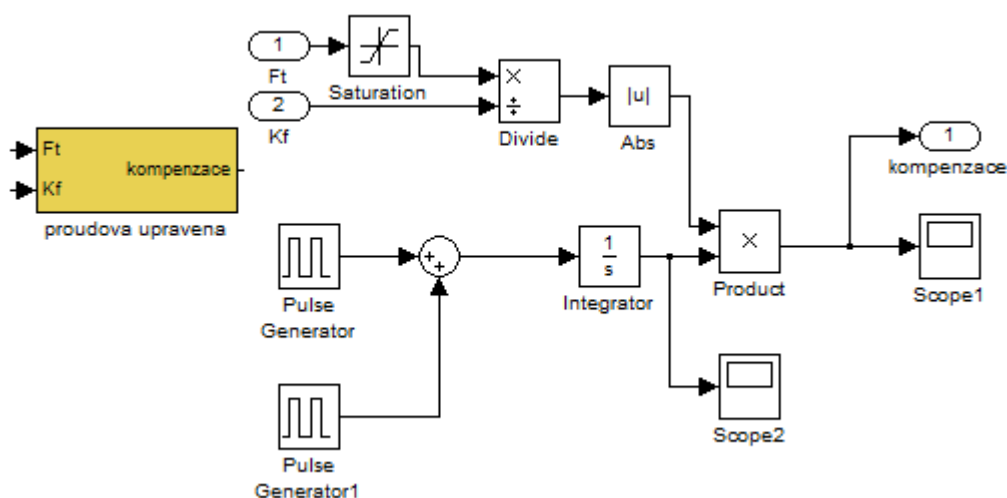
Teoretický princip této metody vychází z kapitoly 2.2.2.1 a tedy, že kompenzační signál nabývá pouze dvou hodnot: $+\frac{F_T}{K_F}$ a $-\frac{F_T}{K_F}$. O znaménku rozhoduje, zda je vstupní signál kladný nebo záporný. Vstupním signálem je zde opět rychlostní feedforward (FFW). Podílem aktuální hodnoty tření F_t (omezené saturací na velikost statického tření) a silové konstanty motoru K_f získáme amplitudu pulzu. Výstupním signálem je střídající se sled pulzů s periodou vstupního signálu (Obr. 3.23(a)). Kompenzační signál se sečte se signálem proudového feedforwardu a jako takový je následně, opět přes sumaci s požadovaným proudem, přiveden jako žádaná veličina proudového regulátoru.



Obr. 3.21 Proudový kompenzační obvod - klasický

3.5.3 Subsystem upravené proudové kompenzace

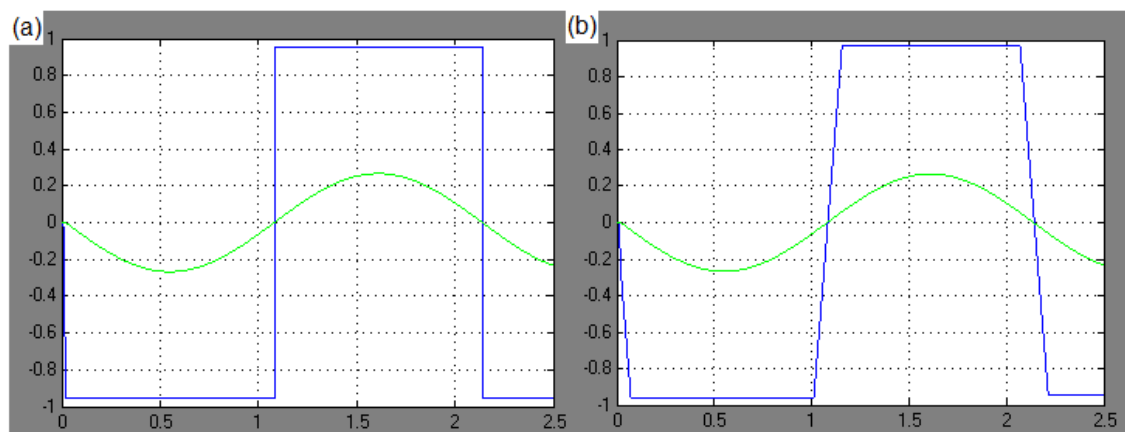
Určité vylepšení předchozí metody spočívá ve změně orientace signálu s určitým časovým předstihem. Výsledný kompenzační signál má pak tvar lichoběžníků (viz. Obr. 3.23(b)). Při konstrukci této metody se mi nedařilo postavit kompenzační model, který by byl schopný správně generovat s předstihem požadované průběhy, v závislosti na měnící se rychlosti. Polarita kompenzačního signálu se totiž mění ještě před průchodem vstupního signálu nulou. To zmanená, že nevíme jakou má vstupní signál periodu a nemůžeme tedy požadovat ani správný tvar kompenzačního signálu. Tento problém jsem eliminoval prostým řešením, které určitě není ideální, ale svůj účel splňuje. Požadovaný lichoběžníkový průběh je tvořen generátorem dvou pulzů, s námi požadovanými parametry předstihu, amplitudy i průchodu nulou (Obr. 3.22). Je však nutné je při každé změně rychlosti obrábění znovu přepočítat a přenastavit v dialogovém okně generátorů pulzů. Další problém spočívá v určitém omezení stoupání takového pulzu a není možné dosáhnout téměř rovného průběhu, vhodného pro kompenzaci při vyšších rychlostech.



Obr. 3.22 Proudový kompenzační obvod – upravený

Možností jak, generovat vhodnější kompenzační pulzy s požadovaným přestihem náběhu, je využít lineární třetí model jako generátor pulzu. Sám o sobě má totiž lineární průběh náběhu, je pouze nutné ho na výstupu omezit na požadovanou velikost amplitudy pomocí simulinkového bloku saturace (Saturation). Podle parametru μ_0 (součinitel sklonu první křivky) lineárního třetího modelu, je možné upravovat strmost pulzu (a tedy i velikost předstihu). To, že takovýto třetí model je připojený ke stejnému

signálu rychlosti jako celý model, zajišťuje i stejnou periodu kompenzačních pulzů (tedy i průchod nulou ve stejný čas).



Obr. 3.23 Tvar proudových kompenzačních signálů: (a)klasický, (b)upravený

4. Vyhodnocení výsledků simulací

Předposlední kapitola se věnuje vyhodnocení a porovnání výsledků, získaných na základě odsimulování vytvořeného počítačového modelu. Zároveň se zde pokusím vyhodnotit vhodnost otestovaných kompenzačních metod pro tři různé třecí modely. Pro přehled ještě uvádím jejich seznam.

Kompenzační metody:

- Rychlostní
- Proudová – klasická
- Proudová – upravená

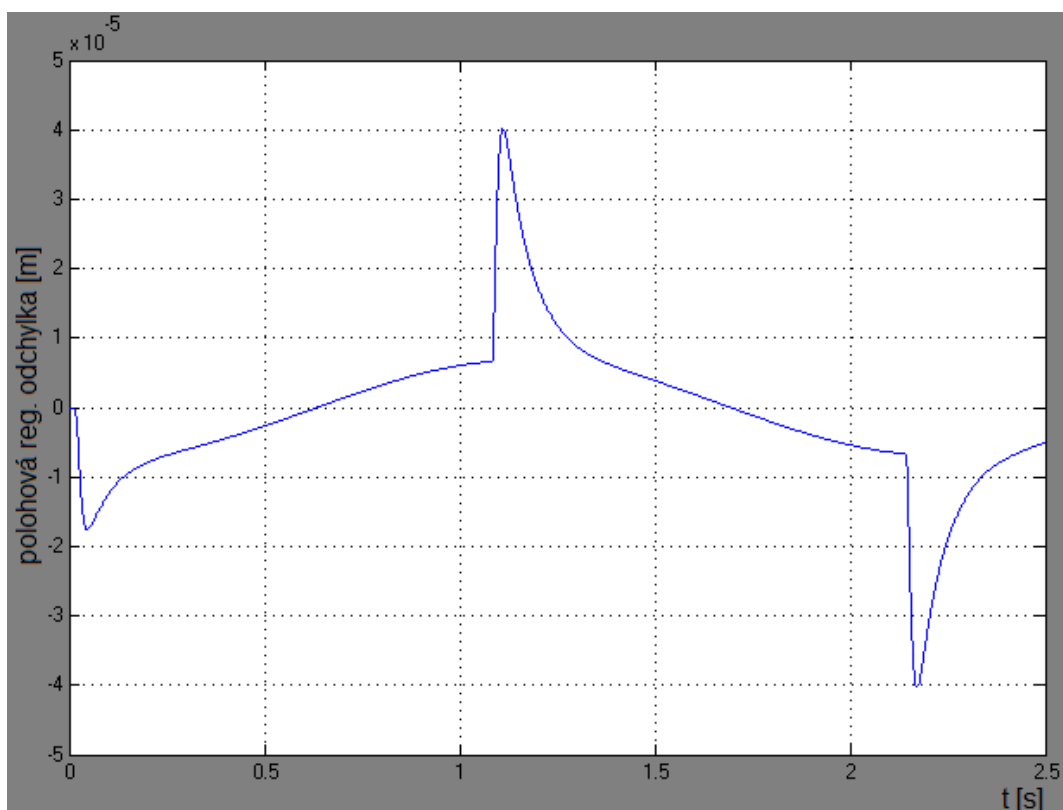
Třecí modely:

- Klasický
- Lineární
- Parabolický

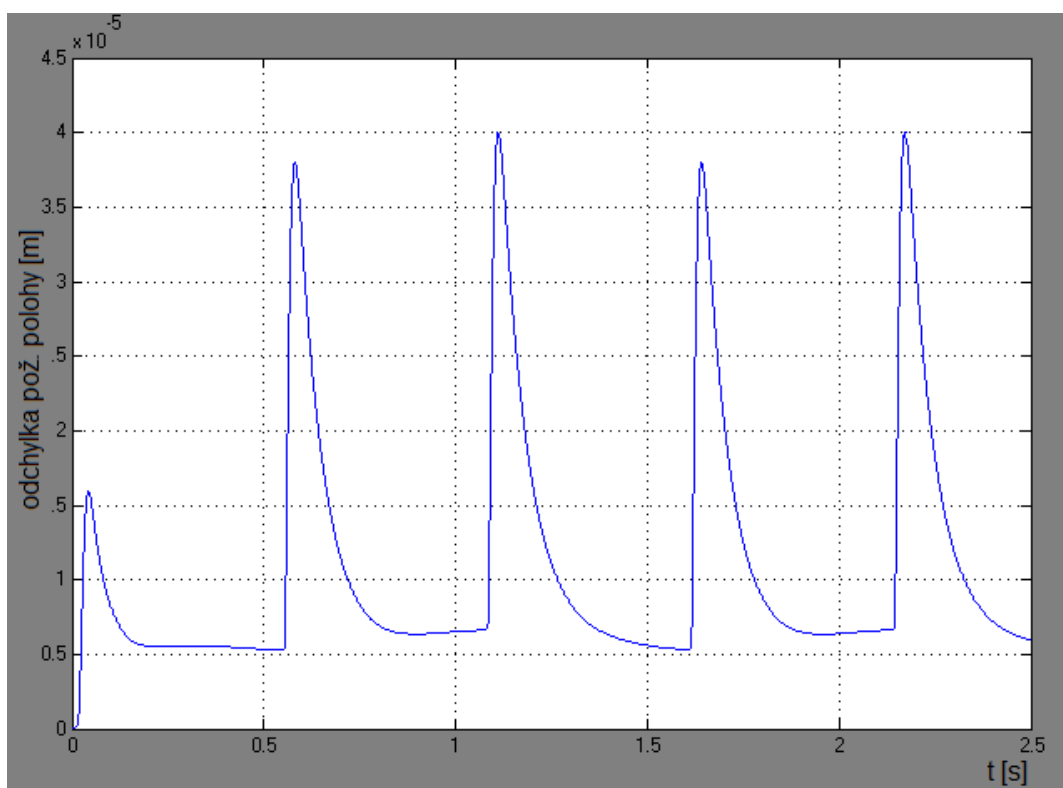
Veškerá simulace probíhala pro pět konstantních rychlostí objíždění kružnice (2, 4, 8, 12 a 16 m/min). Poloměr interpolované kružnice měl vždy stejnou velikost, a to 90mm. Při testování rychlostí se ukázal lineární a parabolický třecí model jako ne zcela vyhovující. Především u nízkých rychlostí je hodnota třecí síly příliš malá a nedpovídá podmínkám na reálném stroji.

4.1 Porovnání třecích modelů

První výsledky se týkají porovnání časových průběhů odchylek mezi skutečnou a žádanou polohou os X a Y třecích modelů bez využití kompenzačních metod. Zobrazování odchylek je v modelu možné na více místech. Jedna možnost je ji odečítat přímo jako velikost polohové regulační odchylky v subsystému řízení os (Obr. 4.1). Tento signál (x_e , y_e) je i spolu se signály aktuální polohy a proudu vyveden jako výstup subsystému. Druhá možnost je již standardně odečítat odchylku ze signálu dR výstupního subsystému. Výhoda druhé možnosti spočívá v tom, že tento signál obsahuje odchylky os X a Y najednou. Liché překmity signálu (nepočítaje první překmit při rozjezdu stroje) jsou pak vždy odchylky Y-ové osy, sudé naopak X-ové (Obr. 4.2).

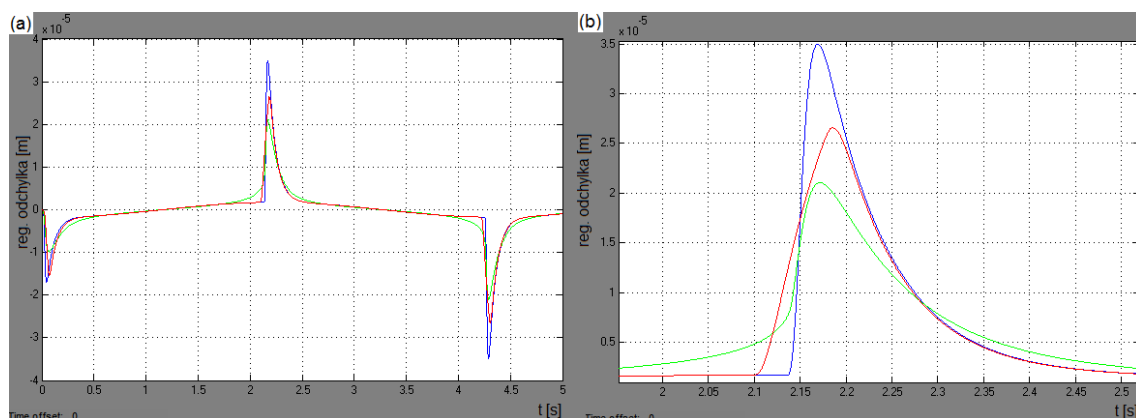


Obr. 4.1 Polohová regulační odchylka osy X ($v=16\text{m/min}$)



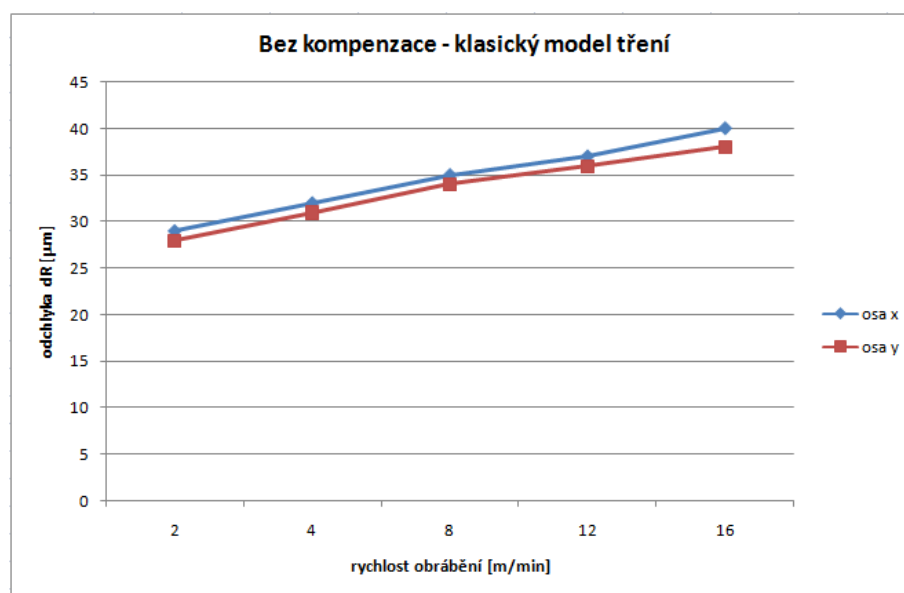
Obr. 4.2 Odchylka od požadované polohy ($v=16\text{m/min}$)

Jak se liší průběh odchylek pro jednotlivé třecí modely můžeme vidět na následujícím obrázku. Modrý průběh patří klasickému modelu tření, červený patří lineárnímu a poslední zelený průběh je nasimulován s využitím parabolického modelu tření.

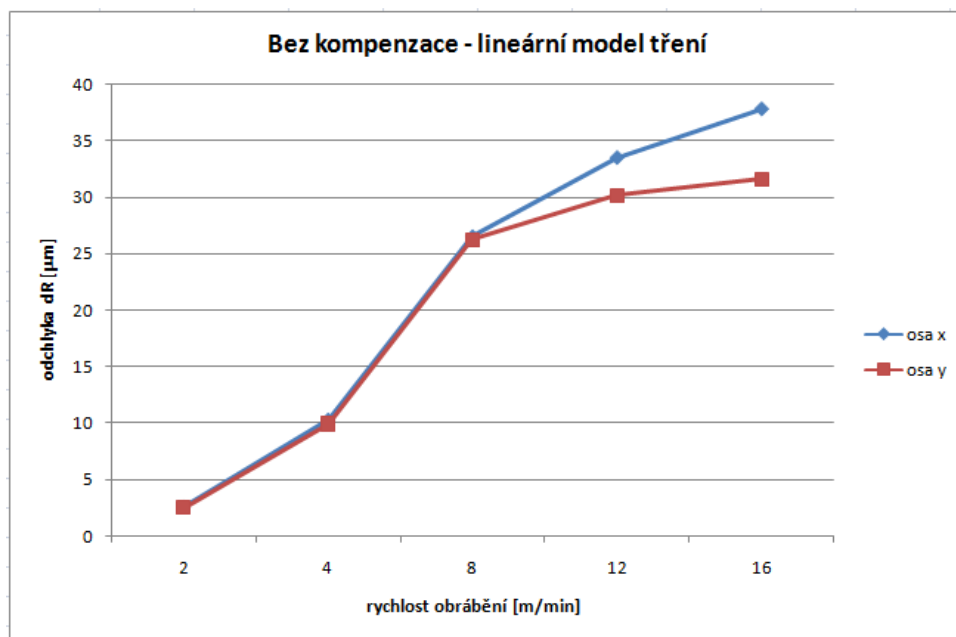


Obr. 4.3 (a)-Průběhy polohových odchylek osy X jednotlivých třecích modelů ($v=8\text{m/min}$), (b)-Detail kvadrantové odchylky

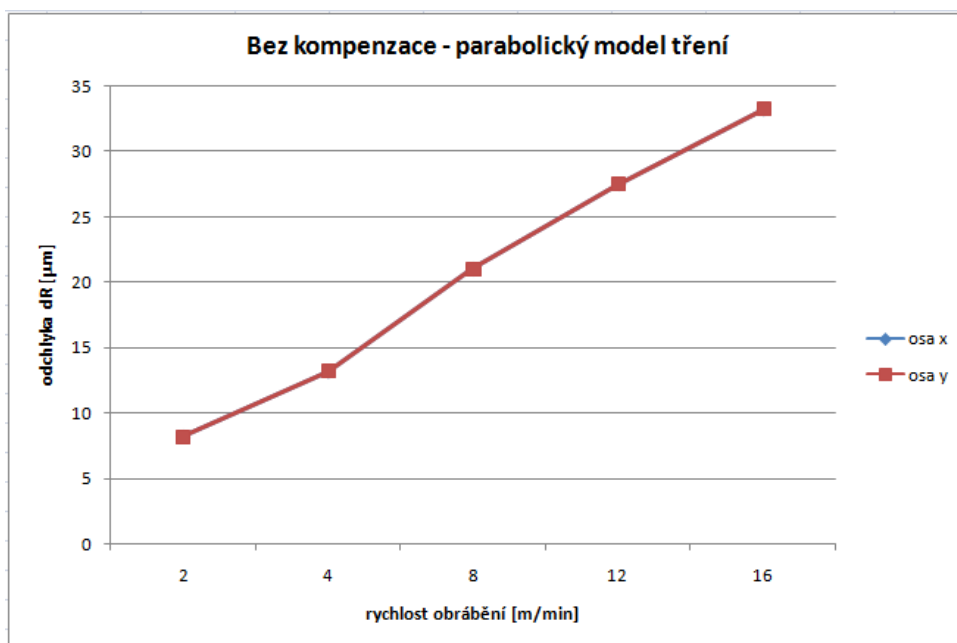
Jak vypadá závislost odchylky na rychlosti opisování kružnice zobrazují následující grafy. Vztahují se opět na všechny třecí modely.



Graf. 4.1 Závislost odchylky na rychlosti – klasický model



Graf. 4.2 Závislost odchyly na rychlosti – lineární model

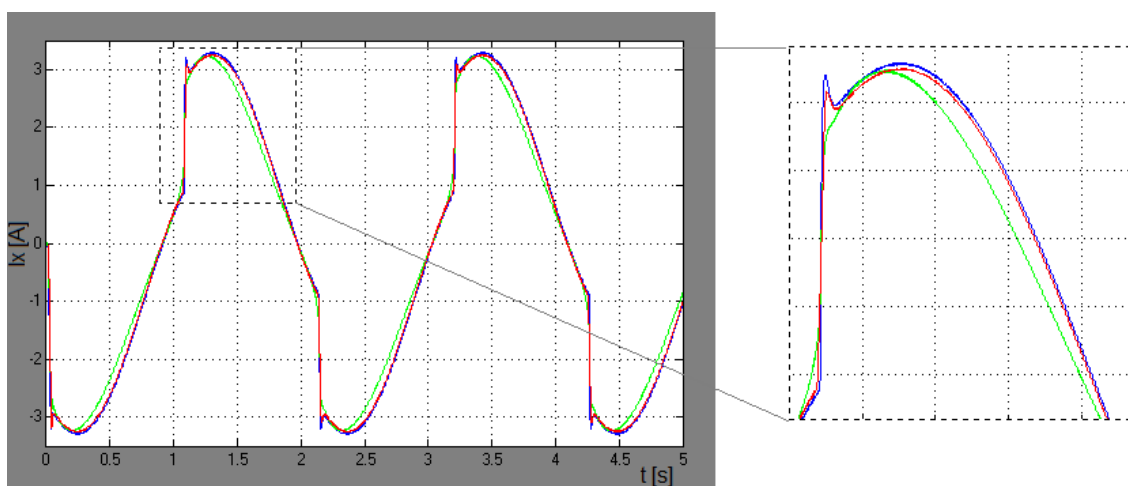


Graf. 4.3 Závislost odchyly na rychlosti – parabolický model

Z grafů je patrný jeden zajímavý poznatek. Na první pohled je vidět, že obě osy vykazují téměř stejnou hodnotu odchyly. Tento jev je nejvíce patrný u poslední závislosti (parabolický model tření), kde odchyly obou os vycházejí zcela identické. Výjimkou je pouze lineární model, kde se průběh odchyly osy X (od rychlosti 8 m/min) mírně vzdaluje od osy Y. V dalším hodnocení je již osa Y vyloučena

z výsledků, protože i výsledky kompenzací jsou téměř totožné pro obě osy a nemá smysl vkládat do práce téměř shodné grafy. Podle očekávání se ale odchylka s rostoucí rychlostí u všech modelů zvětšuje.

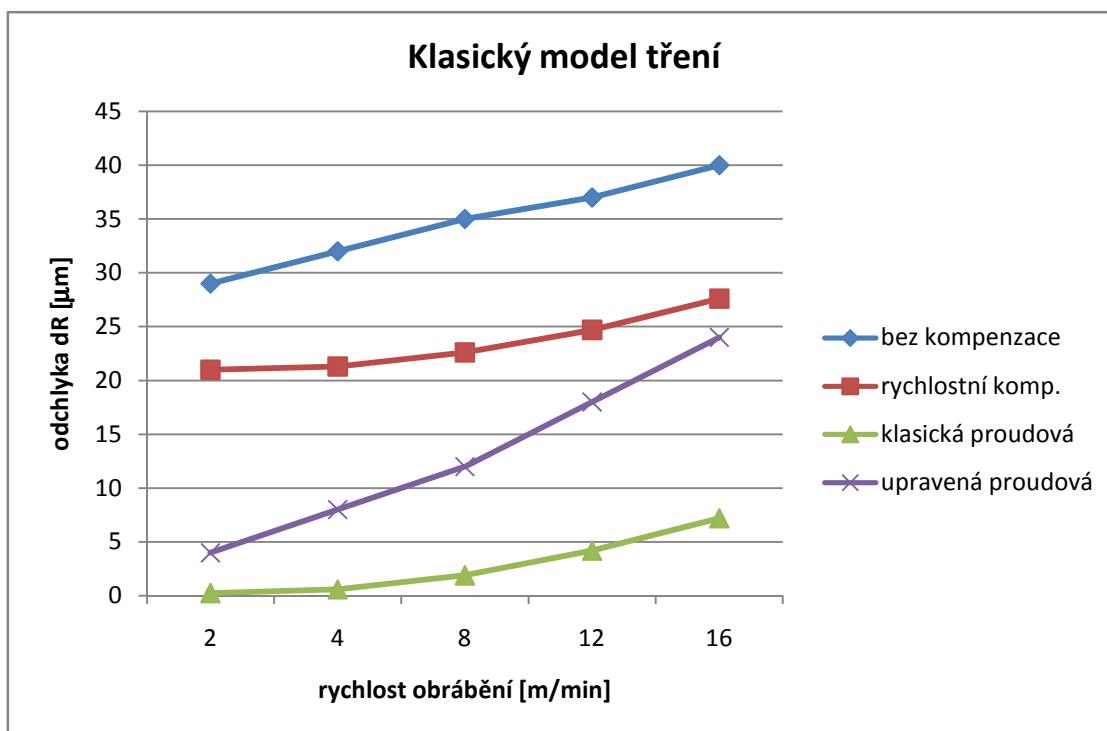
Poslední srovnání v této podkapitole se věnuje časovým průběhům proudů pro jednotlivé třecí modely při konstantní rychlosti obrábění 16m/min (Obr. 4.4). Proud v podstatě odráží silové poměry na stroji. Z tvaru a velikosti signálu můžeme poznat některé parametry modelu, jako například Coulombovu sílu (která se projevuje jako skok v kvadrantovém přechodu) nebo viskózní složku tření (spočívající v dalším pozvolném nárůstu proudu po kvadrantovém skoku). Modrý průběh patří klasickému, červený lineárnímu a zelený pak parabolickému modelu tření.



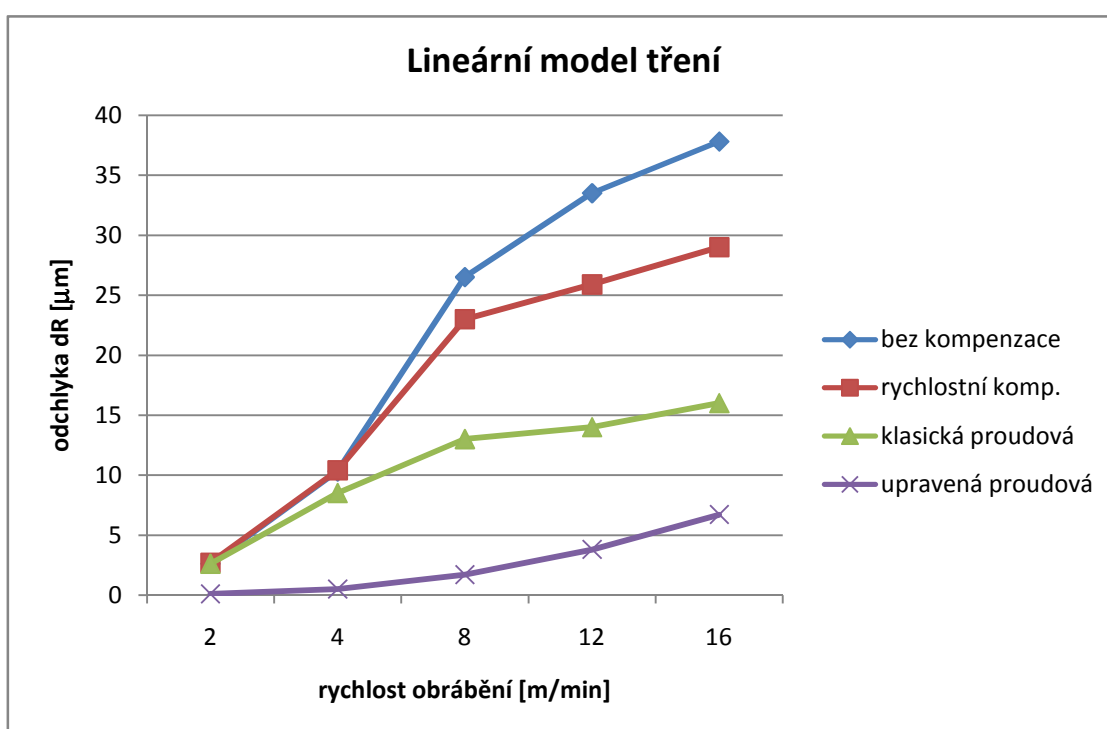
Obr. 4.4 Časové průběhy proudu při kruhové interpolaci

4.2 Porovnání kompenzačních metod

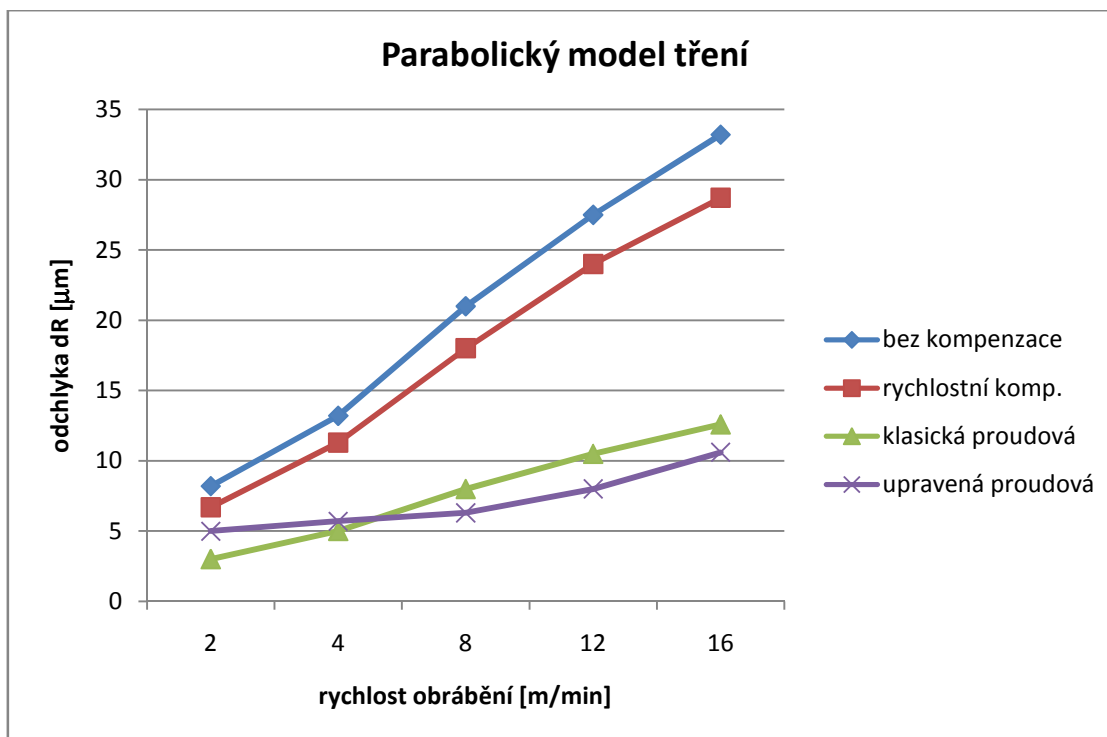
Posouzení vhodnosti a účinnosti jednotlivých kompenzačních metod na základě simulace se věnuje právě tato podkapitola. Porovnání se týká vždy jednoho třecího modelu, při kterém byla simulována kruhová interpolace pro výše uvedený rozsah rychlostí a poté se odečetla velikost odchyly.



Graf. 4.4 Porovnání kvadrantových odchylek – klasický model



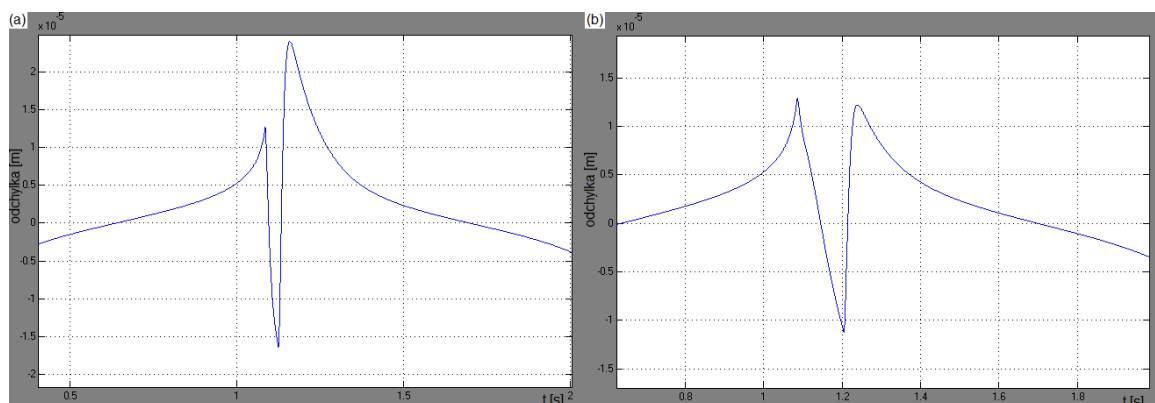
Graf. 4.5 Porovnání kvadrantových odchylek – lineární model



Graf. 4.6 Porovnání kvadrantových odchylek – parabolický model

Nejprve se podívejme na kompenzaci rychlostní. Ze všech tří testovaných kompenzačních metod se jeví jako nejméně použitelná, zejména pak u parabolického modelu tření (Graf. 4.6 - červená křivka), kdy je pokles kvadrantové odchylky průměrně pod $3\mu\text{m}$ oproti průběhu bez kompenzace. Je to způsobeno zejména samotným charakterem odchylek, kdy jejich tvar má pozvolnější nárůst (u parabolického modelu tření je tento jev nejpatrnější). Naproti tomu vygenerovaný kompenzační pulz má průběh skokový, který otáčí smysl proudu ještě před dosažením maxima kvadrantové odchylky. Výsledkem je vlastně to, že kompenzační pulz se tzv. „netrefí“ v pravý okamžik do ideálního místa kompenzace (viz. Obr. 4.5(a)). O něco ideálnější možností je takovýto pulz o určitou malou hodnotu času zpozdít nebo zvětšit šířku kompenzačního pulzu (Obr. 4.5(b)).

Ani prodloužení kompenzačního pulzu však není, jak je z obrázku patrné, nejideálnější řešení. Protože kvadrantová odchylka nemá tvar skoku, ale určitého rychle stoupajícího výčnělku, bylo by vhodné aby i kompenzační pulz kopíroval průběh odchylky. Toho by se dalo dosáhnout pomocí pulzu s proměnnou výškou amplitudy, kdy největší hodnotu amplitudy by pulz dosahoval v místě nejvyšší amplitudy kvadrantové odchylky.



Obr. 4.5 Odchylka při použití rychlostní kompenzace: (a)-kratší pulz, (b)-delší pulz s menší amplitudou

Druhé vyhodnocení se týká kompenzací proudových. Vlastně by se dalo říci, že závěr dosažený v předchozím rozboru rychlostní kompenzace platí i pro kompenzaci proudovou. Při použití klasického modelu tření má kvadrantová odchylka strmější náběh a proto je nejideálnější, aby i změna proudu probíhala skokově. Přesně podle tohoto tvrzení vypadá i výsledek simulace viz. Graf. 4.4 – zelená křivka. Upravená proudová kompenzace (tentýž graf, fialový průběh) nemá u takového modelu tření přílišný význam.

Oproti tomu pokud je v simulaci zvolen lineární třecí model, který nemá průběh třecích sil skokový, jako model klasický, situace se zcela obrací. Nárůst proudu je pozvolný, čímž dochází k lepšímu kopírování průběhu třecí síly a tedy i účinnější kompenzaci kvadrantového překmitu. Velikost předstihu a tedy i strmost kompenzační křivky pak přímo souvisí s rychlostí suportu. Pro větší rychlost je ideálnější strmější nárůst kompenzačního průběhu, protože i kvadrantová je odchylka vyšší – strmější.

Parabolický model tření je strmostí náběhu kvadrantové odchylky někde mezi ostatními dvěma třecími modely (Obr. 4.3-zelený průběh), proto i proudová kompenzace skoková má podobnou účinnost, jako proudová kompenzace s předstihem.

5. Závěr

Účelem diplomové práce bylo zmapovat a následně ověřit možnosti, jak účinně kompenzovat nežádoucí výčnělky na obrobcích, vznikajících při kruhové interpolaci. V prvních teoretických kapitolách byla vysvětlena spojitost chyb s pasivními odpory a popsán fenomén tření. Na problematiku tření navazuje přímo kapitola věnující se jeho kompenzaci, s přehledem aktuálních kompenzačních metod, používaných některými výrobci servopohonů. K otestování vybraných metod bylo třeba sestavit počítačový simulační model křížového stolu, který by simuloval průběh kruhové interpolace. Těžištěm práce pak bylo porovnat a zhodnotit vybrané kompenzační metody.

5.1 Zhodnocení

Nejprve je třeba na tomto místě zdůraznit fakt, že všechny výsledky dosažené v této práci se týkají počítačové simulace, která se pouze snaží přiblížit podmínkám na reálném stroji. Problém s přiblížením vidím hlavně v modelech třecích funkcí. Ty jsou pouze statické a nemusí zcela odpovídat chování reálného stroje. Tření ovlivňuje na stroji ve skutečnosti mnoho faktorů a průběhy nemají na rozdíl od simulace ideální průběhy. Z tohoto důvodu si tedy nemyslím, že by šlo dosáhnout tak ideálních výsledků kompenzací, kdy v některých případech se podařilo kvadrantovou odchylku snížit téměř na nulu.

Rychlostní kompenzace, tak jak byla simulována v této práci, není zcela vhodným kompenzačním nástrojem, pokud se tedy neprovede určité vylepšení v práci výše naznačené.

Typy proudových kompenzací, použitých v diplomové práci, se zdají jako dostatečný nástroj k eliminaci kvadrantových překmitů. Metoda kompenzace signálem zadaným před dosažením kvadrantové odchylky se jeví jako lepší řešení pro stroje s pozvolnějším nárůstem třecích sil.

Významným faktorem, ovlivňujícím velikost kvadrantové odchylky, se v průběhu sestavování simulačního modelu ukázala velikost propustného pásma, především rychlostní smyčky servopohonu. Po značném zvětšení propustného pásma, kdy frekvence rychlostní smyčky dosahovala 1000 Hz, se mi podařilo snížit velikost kvadrantové odchylky (při rychlosti suportu 16m/min) na $5\mu\text{m}$. Této hodnotě se nedokázaly některé kompenzační metody ani přiblížit, proto využití kvalitních

servopohonů v posuvech obráběcích strojů může být vhodnou volbou pro snížení kvadrantových odchylek. Dnes již jsou na trhu výrobci, zvládající takovéto servopohony vyrobit, jako např. Kollmorgen, Yaskawa a další.

5.2 Doporučení dalšího postupu

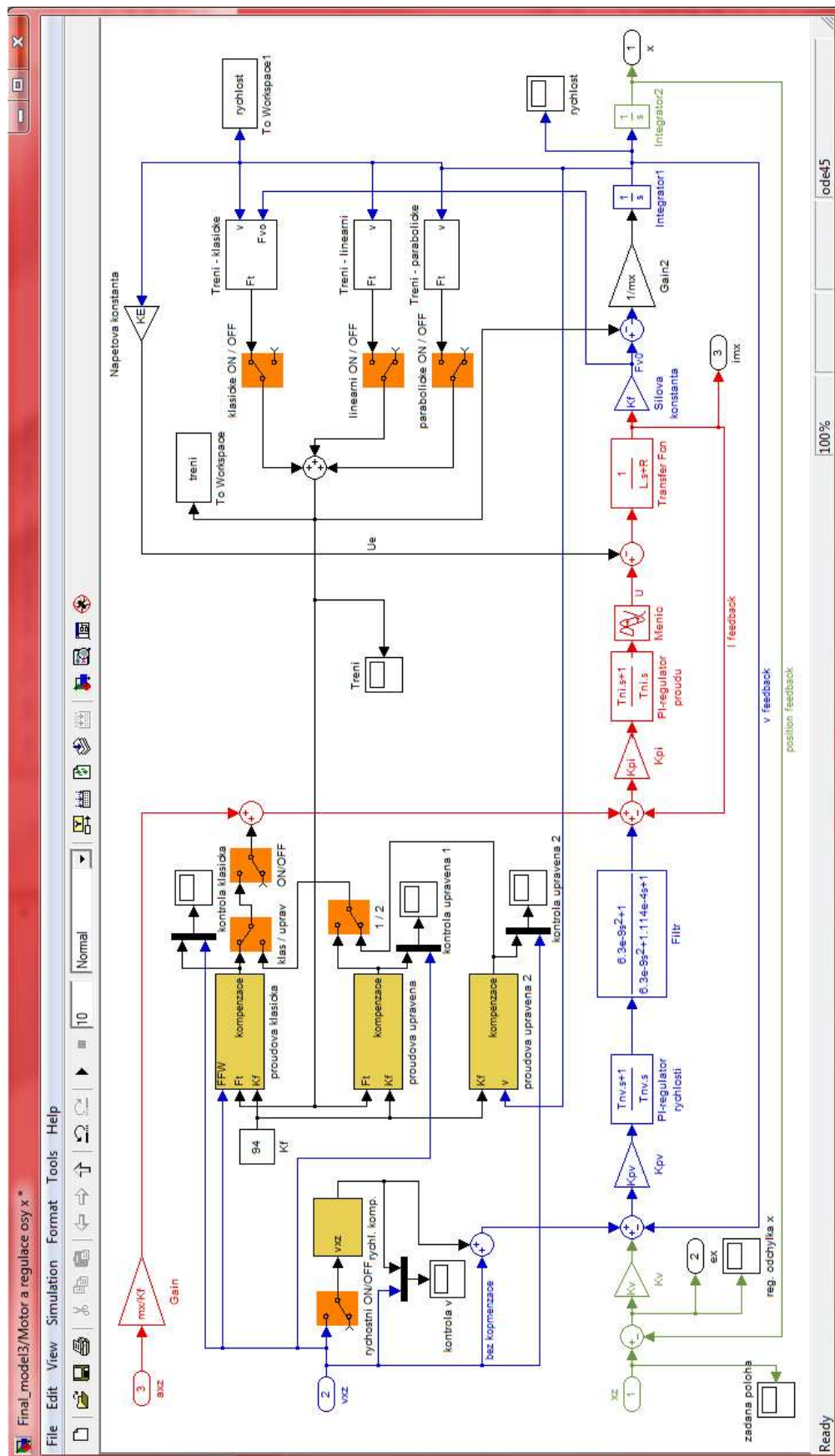
- Zpřesnění zde použitých třecích modelů.
- Zlepšení a rozšíření rychlostní kompenzační metody pomocí adaptivního pulzu.
- Odměření a porovnání výsledků kompenzačních metod získaných na reálném stroji s výsledky nasimulovanými.

Literatura

- [1] ARMSTRONG-HÉLOUVRY Brian, DUPONT Pierre, CANUDAS DE WIT Carlos. *A Survey Models, Analysis Tool and Compensation Methods for the Control of Machines with Friction*. AUTOMATICA, Volume 30. No. 7. Elsevier Science LTD. [1994]. ISSN: 1083-1138.
- [2] MEI Xuesong, TSUTSUMI Maosomi, YAMAZAKI Takanori, SUN Nuogang. *Study of the fiction error for a high-speed high precision table*. International Journal of Machine Tools & Manufacture, Volume 41. Pergamon, [2001]. ISSN: 1405-1415.
- [3] JOHNSON T. Craig, LORENZ D. Robert, *Experimental Identification of Friction and Its Compensation in Precise, Position Controlled Mechanisms*. TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Volume 28, No. 6. IEEE, [1992]. ISSN: 0093-9994.
- [4] MILITKÝ Jiří. *Tření1*. KTM TUL. [2006]. [internet]. URL: www.ft.vslib.cz/depart/ktm/files/20060106/zvt_p_6.pdf
- [5] MENDŘICKÝ Radomír. *Modelování a identifikace a tření u vysoce přesných polohových servomechanismů*. Disertační práce. Liberec, [2006].
- [6] PŘÍBORSKÝ Petr. *Potlačení tření v servomechanismu*. Diplomová práce. Brno, [2000]. [internet]. URL:< www.volny.cz/priborik/files/dipl.pdf >
- [7] MENDŘICKÝ Radomír. *Kompensace tření v posuvech obráběcích strojů*. Konference LIPO. Technická univerzita v Liberci. Liberec, [2007]. ISBN: 978-80-7372-272-2.
- [8] LACHMAN Martin, MENDŘICKÝ Radomír. *The compensation of frictional forces*. Matar 2008. České vysoké učení technické v Praze. Praha, [2008]. ISBN: 978-80-903421-9-4.
- [9] SIEMENS. *SINUMERIK 840D sl / 828D Extended Functions*. Function Manual. [2010]. [internet]. URL: http://support.automation.siemens.com/WW/llisapi.dll/csfetch/29064345/FB2_031_0_en_en-US.pdf?func=cslib.csFetch&nodeid=29064354&forcedownload=true

- [10] SKALLA Jan. *Dynamické chyby dráhy při interpolaci NC obráběcích strojů*. Výzkumná zpráva. Technická univerzita v Liberci. Liberec.
- [11] HEIDENHAIN. *iTNC 530*. Technical Manual. [2006]. [internet]. URL: <http://ebookey.org/dl/iTNC530-Technical-Manual-Sep-2006/>>
- [12] SOUČEK Pavel. *Servomechanismy ve výrobních strojích*. Vydání první. Vydavatelství ČVUT. Praha, [2004]. 210 stran. ISBN: 80-01-02902-6.
- [13] SKALLA Jan. *Návrh a dimensování polohových servomechanismů obráběcích strojů*. Habilitační práce. Technická univerzita v Liberci. Liberec, [1995].
- [14] KARÁSEK Vladimír. *Dynamické chyby NC obráběcího stroje vznikající při kruhové interpolaci a vysokých hodnotách rychlostí a zrychlení*. Diplomová práce. Technická univerzita v Liberci. Liberec, [2001].
- [15] SKALLA Jan, MENDŘICKÝ Radomír. *Přednášky a cvičení předmětu Automatické řízení výrobních strojů*. Liberec, [2010].
- [16] HLAVA Jaroslav. *Přednášky předmětu Metody řízení v aplikacích*. Liberec, [2011].
- [17] VINKLER Radek. *Model křížového stolu obráběcího CNC centra*. Magisterský projekt. Liberec, [2011].
- [18] JAMALUDIN Z., VAN BRUSSEL H., SWEVERERS J. *Quadrant Glitch Compensation using Friction Model-Based Feedforward and an Inverse-Model-Based Disturbance Observer*. Advanced Motion Control 2008, 10th IEEE International Workshop. Trento. [2008]. ISBN: 978-1-4244-1702-5. [internet]. URL: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=4516068>
- [19] SIEMENS. *Simodrive Linear Motors 1FN1, 1FN3*. Planning Guide 06/2002 Edition. [2002]. [internet]. URL: http://www.automation.siemens.com/doconweb/pdf/840C_1101_E/PJLM.pdf?p=1>

Příloha P1



Příloha P2

1FN1 □□□-□□□□							
Technical data	Unit	122-5□C71	122-5□F71	124-5□C71	124-5□F71	126-5□C71	126-5□F71
Engineering data							
F_{MAX} I_{MAX} $V_{MAX,FMAX}$ $P_{EL,MAX}$ F_A	N A m/min W N	3250 22.4 72 12500 9000	3250 28 105 14300 9000	4850 37.5 85 19570 12000	4850 40.8 103 21160 12000	6500 44.8 72 24960 15000	6500 56 103 28100 15000
F_N I_N $V_{MAX,FN}$ $P_{V,N}$	N A m/min W	1475 8.9 165 1350	1475 11.1 215 1350	2200 15 185 2030	2200 16.2 212 2030	2950 17.7 163 2650	2950 22.1 215 2650
$k_{F,3\sim}$ $k_{E,1\sim}$ $k_{M,20}$ $k_{M,120}$	N/A V/m/s N / \sqrt{W} N / \sqrt{W}	166 55.3	133 44.3	148 49.3	135 45	166 55.3	133 44.3
$R_{P,20}$ $R_{P,120}$ L_p $k_{AK,20}$ $k_{AK,120}$ $T_{P,MAX}$	Ω Ω mH N/m/s N/m/s $^{\circ}C$	5.71 52.8	3.66 33.8	3.01 27.9	2.57 23.6	2.85 26.8	1.8 18
m_p m_s τ_M	kg kg/m mm	23.2 31.5 36	23.2 31.5 36	31.9 31.5 36	31.9 31.5 36	40.7 31.5 36	40.7 31.5 36
l_{PAKT} $l_{PAKT,H}$	mm mm	374 453	374 453	518 597	518 597	662 741	662 741
Data, main cooler							
$T_{P,H,INTAK}$ E $\dot{V}_{P,H,MAX}$ $\Delta T_{P,H}$ $R_{P,H,FL}$ $\Delta p_{P,H}$	$^{\circ}C$ W l/min K $10^5 Pa/(l/min)^{1.75}$ $10^5 Pa$	35 1350 3.7 5.3 0.041 0.4	35 1350 3.7 5.3 0.041 0.4	35 2030 3.7 7.9 0.061 0.6	35 2030 3.7 7.9 0.061 0.6	35 2700 3.7 10.5 0.076 0.75	35 2700 3.7 10.5 0.076 0.75
Data, precision cooler							
$Q_{P,PMAX}$ $V_{P,P,MIN}$ $\Delta T_{P,P}$ $R_{P,P,FL}$ $\Delta p_{P,P}$	W l/min K $10^5 Pa/(l/min)^{1.75}$ $10^5 Pa$	160 3.8 0.6 0.021 0.22	160 3.8 0.6 0.021 0.22	225 5.5 0.6 0.022 0.43	225 5.5 0.6 0.022 0.43	290 7.0 0.6 0.023 0.7	290 7.0 0.6 0.023 0.7
Data, secondary section cooler							
$Q_{S,MAX}$ $V_{S,MIN}$ ΔT_s $R_{S,FL}$ Δp_s	W l/min K $10^5 Pa/(l/min)^{1.75}/m$ $10^5 Pa/m$	175 6 0.39 0.005 0.11	175 6 0.39 0.005 0.11	175 6 0.39 0.005 0.11	175 6 0.39 0.005 0.11	175 6 0.39 0.005 0.11	175 6 0.39 0.005 0.11
Type of protection		IP65	IP65	IP65	IP65	IP65	IP65